RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

4. JAHRGANG **23** DEZEMBER 1955



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

Aus dem Inhalt

SEITE

Titelbild:

Durch den seit Anfang Oktober eingesetzten Übertragungswagen des Fernsehzentrums wird das Fernsehprogramm bedeutend an Anziehungskraft gewinnen. Unser Bild zeigt eine der drei Kameras während der ersten Direktübertragung eines großen Unterhaltungsprogramms, der öffentlichen Rundfunkveranstaltung »Da lacht der Bär«.

Aufnahme: Blunck

Die Kurzwellenausbreitung vom 15. 10. bis 15. 11. 1955 und Vorschau für Dezember 1955

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Der Berichtszeitraum war durch eine unerwartet hohe Sonnenaktivität gekennzeichnet, die um den 20. 10. einsetzte, am 30. 10. eine Sonnenfleckenrelativzahl von R = 124 erreichte und im November nur wenig nachließ. Daher lagen die Mittagsgrenzfrequenzen der F_2-Schicht während des ganzen Zeitraumes beträchtlich höher als in den letzten Berichten vorausgesagt war. Sie lagen bei Senkrechteinfall mit wenigen Ausnahmen stets über 8 MHz, am 26. 10., 30. 10. und 9. 11. sogar bei 9,5 MHz. Den Kurzwellenamateuren brachten diese Verhältnisse vor allem gute Verkehrsbedingungen auf den 21- und 28-MHz-Bändern. Die hohe Sonnenaktivität verursachte dagegen nur zwei Ionosphärenstörungen am 27. 10. und 31. 10., die beide nur kurze Zeit anhielten. Allerdings führte die letztgenannte Störung besonders in der Nacht vom 31. 10. zum 1. 11. zu längeren Ausfällen einiger Funklinien. Die hohen Sonnenfleckenrelativzahlen an diesen Tagen lassen vermuten, daß das Aktivitätszentrum auf der Sonne auch nach den nächsten Sonnenumdrehungen, also um den 27. 11. und vielleicht auch noch um den 24. 12. herum kräftig genug ist, um erneute Ionosphärenstörungen hervorzurufen. Ein starker Mögel-Dellinger-Effekt (Totalschwund) wurde am 25. 10. von 12.30 bis 14.25 Uhr gemeldet, zwei kurzzeitige schwache Effekte am 27. und 29. 10. jeweils am frühen Nachmittag. Die Tagesdämpfung war in der ersten Novemberhälfte hoch, während sie vorher mittel bis niedrig gewesen war. Spitzenwerte der sporadischen E-Schicht mit short-skip-Bedingungen traten am 1., 3. und 9. 11. vormittags auf.

Tbhm.

Vorschau für Dezember 1955

Falls die hohe Sonnenaktivität auch weiter anhält, werden die günstigen Bedingungen für die hohen Frequenzen auch im Dezember bestehen bleiben. Aber auch

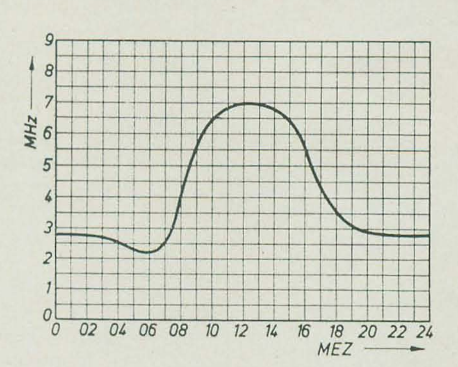


Bild 1: Voraussichtliche F_2- Grenzfrequenzen (Mittelwerte) im Dezember 1955

bei einem Abflauen der Sonnentätigkeit werden die Verkehrsverhältnisse nicht wesentlich schlechter als im November sein. Die Voraussage der F_2-Grenzfrequenzen bei Senkrechteinfall ist im Bild 1 dargestellt. Für die Grenzfrequenzen bei verschiedenen Übertragungsentfernungen verweisen wir auf die in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 19 (1955) angegebenen Umrechnungsfaktoren.

Im Dezember und Januar ist ein häufiges Auftreten hoher Dämpfung zu erwarten. Diese als „Winteranomalie" bezeichnete Erscheinung drückt sich in einer Erhöhung der Monatsmittel der Tagesdämpfung im Dezember und Januar aus (Bild 2), während theoretisch wegen des niedrigen Sonnenstandes in diesen Monaten ein Minimum der Dämpfung eintreten müßte, wie die gestrichelte Linie im Bild 2 andeutet. Die in jedem Jahr wieder vorhandene Erhöhung der Monatsmittelwerte kommt dadurch zustande, daß in den Wintermonaten neben Tagen „normal" niedriger Dämpfung häufig Tage mit einer um ein Mehrfaches höheren

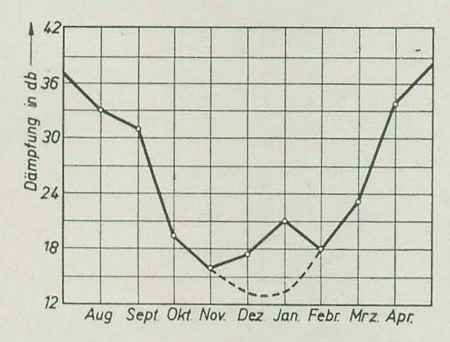


Bild 2: Monatsmittelwerte der Mittagsdämpfung auf 4 MHz nach englischen Messungen 1947/48

Dämpfung auftreten, die man „Ausreißer" nennt. Da solche Dämpfungsausreißer, die nicht mit den kurzzeitigen Mögel-Dellinger-Effekten zu verwechseln sind, stets nur geografisch begrenzte Gebiete umfassen und auch keinerlei Zusammenhang mit Ionosphären- oder Sonnenstörungen aufweisen, muß man annehmen, daß dies auf Vorgänge in der Erdatmosphäre selbst zurückzuführen ist, die nur im Winter existieren, deren Art und Ursachen aber bisher noch völlig unklar sind. Eine Vorhersage der Tage abnormal hoher Dämpfung ist deshalb noch nicht möglich. Da die Dämpfung proportional dem Quadrat der Wellenlänge abnimmt [vgl. unseren Bericht in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 15 (1955)], sind jedoch die Auswirkungen abnormaler Dämpfung auf den hohen Frequenzen nur gering, dagegen können sie den Verkehr im 3,5-MHz-Band merklich behindern.

Short-skip-Bedingungen durch die sporadische E-Schicht sind im Dezember nur in seltenen Fällen zu erwarten.

3,5 MHz im Europaverkehr besonders nachts meist gut brauchbar, tagsüber jedoch anfällig gegenüber Schwankungen der Dämpfung.

7 und 14 MHz in den Tagesstunden für mittlere Entfernungen (Europa, Vorderasien) ziemlich zuverlässig. 14 MHz dazu vormittags für Ostasienverkehr, nachmittags für Nordamerika zu versuchen.

21 und 28 MHz tagsüber gute Aussichten für Weitverbindungen (Nordamerika nachmittags, Ostasien vormittags).

Tbhm.

Verlag „Die Wirtschaft", Verlagsdirektor Heinz Friedrich

Chefredakteur: Rudolf Nehring, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, Fernruf: 53 08 71, Fernschreiber 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Nachdruck und Auszüge nur mit Quellenangabe gestattet. Alle weiteren Rechte vorbehalten. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen" erscheint zweimal im Monat; Einzelheft 2,— DM. Bestellungen können bei den Postämtern der Deutschen Demokratischen Republik und der Bundesrepublik sowie Westberlins oder direkt beim Verlag abgegeben werden. Auslieferung für den Postbezug in der Bundesrepublik und Westberlin durch Helios-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141/157.

Zuschriften an Redaktion „Radio und Fernsehen", Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22.

RADIO UND FERNSEHEN

4. JAHRGANG 1. DEZEMBERHEFT 1955 NR. 23

Einige Gedanken zu den kulturellen Aufgaben des Fernsehens

Mit der Entwicklung des Fernsehens wurde ein neues Mittel der Publizistik geschaffen, das die Teilnahme an entfernten Ereignissen in Bild und Ton gestattet und das damit bei sinnvoller Anwendung einen außerordentlichen Wert für die kulturelle und wirtschaftliche Entwicklung eines Landes darstellt. Wichtig dabei ist allerdings, daß die Sendungen dem Fernsehteilnehmer dienen und nicht umgekehrt. Die Fernsehteilnehmer wollen nicht nur sehen, sie wollen erleben, sie wollen nicht nur unterhalten sein, sie wollen auch über die interessantesten und bedeutendsten Ereignisse des politischen, wirtschaftlichen und kulturellen Geschehens unterrichtet werden, und zwar unmittelbar unterrichtet werden. Das Programm soll vielgestaltig, unterhaltend, aber auch belehrend und vor allem kulturell hochstehend sein. Das sind die Erwartungen der Fernsehteilnehmer, ganz gleich in welchem Land sie leben, unabhängig vom herrschenden Wirtschaftssystem.

Wie aber sieht es damit in den USA aus? Die Wünsche der Fernsehteilnehmer spielen hier nur eine sekundäre Rolle, eine wenn auch noch so erfolgversprechende Sendung kann nur dann gebracht werden, wenn sich jemand für ihre Finanzierung findet, und dieser Jemand läßt sich in „Gottes eigenem Lande" nur dann finden, wenn dabei klingende Münze herausspringt. Daß dabei die bildenden und belehrenden Sendungen besonders kurz kommen und niveaulose Reklamesendungen das Programm beherrschen, ist lediglich die Folge der im Kapitalismus gültigen ökonomischen Gesetze. Das gleiche trifft für die Aufnahme von Filmen in das Fernsehprogramm zu. Obwohl gute Filme vom amerikanischen Fernsehpublikum erwünscht sind, scheitert die von den Fernsehunternehmen ebenfalls gern gesehene Entwicklung fast immer am Konkurrenzkampf zwischen den Fernsehunternehmen und den Filmproduzenten in Hollywood, die um ihren Profit bangen. Wenn jetzt die amerikanische Rundfunkindustrie solche Einrichtungen wie Phonevision und commercial-killer (siehe auch Seite 721 dieses Heftes) herausbringt, die es dem Fernsehteilnehmer erlauben, entweder nur gegen Bezahlung ein einwandfreies Bild (Phonevisionverfahren) oder bei Werbesendungen lediglich die Musik zu empfangen (commercial-killer), und sich davon ein Geschäft verspricht, so zeigt das eindeutig, in welcher Richtung sich das nur privaten Geschäftsinteressen dienende amerikanische Fernsehen entwickelt.

Unter völlig anderen Voraussetzungen und mit grundverschiedener Aufgabenstellung wurde das Fernsehen in unserer Republik aufgebaut und entwickelt.

Wenn wir in diesem Monat, am 21. Dezember, auf ein dreijähriges Versuchsprogramm zurückblicken, so können wir anerkennend feststellen, daß sich aus dem anfangs recht konservativen, nicht sehr einfallsreichen Programm gerade in letzter Zeit eine abwechslungsreichere, aktuellere und damit ansprechendere Sendefolge entwickelte. Die Schwächen lagen hier nicht nur auf der künstlerischen Seite, sondern zur Verwirklichung eines guten, aktuellen Fernsehens fehlten die technischen Einrichtungen. Jetzt nach drei Jahren Erfahrung mit dieser neuen, eigenen Gesetzen folgenden Kunstgattung wird es eine vordringliche Aufgabe des Fernsehzentrums sein, das Programm weiterzuverbessern.

Ein wesentlicher Bestandteil des bisherigen Versuchsprogramms war der Film. Meines Erachtens sollte er, auf seine Eignung für den Fernsehfunk untersucht und ausgewählt, beibehalten werden. Wie die Erfahrung zeigte, befriedigen Farbfilme in der Wiedergabe nicht.

Wer das Programm des Fernsehzentrums von Beginn an verfolgte, wird die seit Februar im Sendesaal des Fernsehzentrums durchgeführten öffentlichen Fernsehveranstaltungen bereits als positive Erweiterung des Programms begrüßt haben, und die am 2. November vom Fernsehzentrum direkt übertragene allgemein beliebte öffentliche Rundfunksendung „Da lacht der Bär" läßt hoffen, daß das Programm durch den Einsatz des Übertragungswagens eine erfolgreiche Belebung erfährt. Durch die Direktübertragungen bedeutender Sportveranstaltungen kann das Fernsehzentrum viele Sportfreunde für das Fernsehen gewinnen und auch manchen Fernsehteilnehmer für den Sport interessieren.

Originalsendungen von Opern und Theateraufführungen werden das Programm erfreulich erweitern und verbessern. Hier kann das Fernsehzentrum in vorbildlicher Weise eine seiner wichtigsten Aufgaben wahrnehmen, nämlich unseren Werktätigen in der Republik, auch in den abgelegensten und einsamsten Gegenden, künstlerisch wertvolle Darbietungen und damit einen Einblick in das kulturelle Schaffen in unserer Republik zu vermitteln.

In der weiteren Planung ist vorgesehen, mit populärwissenschaftlichen Sendungen zu beginnen und bis zum Jahre 1957 einen direkten Programmaustausch mit Moskau, Warschau, Prag und Budapest aufzunehmen. Auch von einigen westlichen Staaten wurde dem Fernsehzentrum eine Zusammenarbeit vorgeschlagen.

Nun liegt es an den Mitarbeitern des Fernsehzentrums, mit den gegebenen Möglichkeiten und fachmännischem Können das Programm zur Freude auch anspruchsvoller Fernsehteilnehmer vielseitig, unterhaltend und fesselnd zu gestalten und dem Fernsehen damit viele neue Anhänger zu gewinnen. Bei dem weiteren Ausbau des Sendernetzes wird das Fernsehen in unserer Deutschen Demokratischen Republik dann die ihm zukommende politische und kulturelle Bedeutung erhalten. *Adelheid Blodszun*



Unserem
KARL KIEHLE
zum Gedenken

Nach schwerer Krankheit verstarb am 16. November 1955 der verantwortliche Fachredakteur unserer Zeitschrift RADIO UND FERNSEHEN, Kollege Ing. Karl Kiehle, im Alter von 35 Jahren.

Mit ihm verlieren wir einen unserer besten Mitarbeiter, der mit freudiger Schaffenskraft einen bedeutenden Beitrag zur Entwicklung einer guten Fachliteratur auf dem Gebiete der Hochfrequenztechnik geleistet hat. Als Cheflektor im ehemaligen Deutschen Funkverlag Berlin widmete er sein besonderes Augenmerk der funktechnischen Fachliteratur zur Ausbildung eines soliden Facharbeiter- und Ingenieurnachwuchses. Besondere Verdienste erwarb er sich als Mitautor bei der Herausgabe des Röhrentaschenbuches, das im In- und Ausland weite Verbreitung gefunden hat.

Mit der ihm eigenen Tatkraft und Verantwortungsfreudigkeit übernahm Kollege Kiehle die Entwicklung einer hochfrequenztechnischen Fachzeitschrift. Als schließlich die DEUTSCHE FUNK-TECHNIK im Monat Juli 1952 unter seiner Leitung erstmalig erschien, hatte er bereits ein festes redaktionelles Kollektiv geschaffen und einen weiten Kreis interessierter Fachleute als Mitarbeiter gewonnen.

Standig war Karl Kiehle bemüht, seine redaktionellen Erfahrungen und seine umfangreichen Fachkenntnisse auf dem Gebiete der Hochfrequenztechnik auf seine Mitarbeiter zu übertragen, was sich in einer standigen Verbesserung des Niveaus der Zeitschrift widerspiegelte.

Der Name unseres Kollegen Karl Kiehle hat aber auch über die widernatürlichen Zonenschranken hinaus einen guten Klang. Lag es ihm doch besonders am Herzen, enge freundschaftliche Bande zwischen den Fachleuten in Ost und West unserer Heimat zu knüpfen. So ist es ihm gelungen, die Zeitschrift RADIO UND FERNSEHEN zu einem gesamtdeutschen Organ zu entwickeln, das sich auch internationale Anerkennung erworben hat.

Die Mitarbeiter der Redaktion und des redaktionellen Beirates werden ihm stets ein ehrendes Andenken bewahren.

Ing. HANS KÖPPEN

25 JAHRE ELEKTRONISCHES FERNSEHEN



Bild 1: Stalinpreisträger Manfred von Ardenne

Der große Traum der Menschheit, in die Ferne zu sehen, führte zu märchenhaften und utopischen Zukunftsbetrachtungen unserer Vorfahren bei der Behandlung des Fernsehgedankens. Es bestehen keine Zweifel darüber, daß die Großen der Wissenschaft, wie Newton, Faraday, Gauß, Hertz und viele andere, mit ihren Entdeckungen das Fundament für das gewaltige Gebäude der Fernsehtechnik schufen. Wer aber das Fernsehen wirklich erfunden hat — es weiß niemand. Geniale Einfälle wurden zu Papier gebracht, von denen viele als Aufzeichnungen liegenblieben, da die Zeit noch nicht reif war, aus all den Vorschlägen das Geeignete auszuwerten.

In vielen technisch weitentwickelten Ländern wurde an der Lösung des Fernsehproblems gearbeitet. Wissenschaftler und Techniker in England, Frankreich, Deutschland, Italien, Rußland und den USA schufen Bausteine für das Fernsehen. Der größte und entscheidende Schritt gelang in Deutschland dem jungen, damals 23jährigen Physiker und heutigen Stalinpreisträger Manfred v. Ardenne (Bild 1), der an Stelle der komplizierten mechanischen Bildzerlegung der Welt erstmals eine elektronische Methode des Fernsehens in brauchbarer Form vorstellte, die Methode, die heute überall angewendet wird. Das historische Datum dieser Vorführung ist der 14. Dezember 1930. Es ist eine bezeichnende Tatsache, daß in unserer schnellebigen Zeit die Pionierleistungen oft in Vergessenheit geraten. Darum sollen die nachfolgenden Ausführungen der 25. Wiederkehr des Tages gewidmet sein, an dem Manfred v. Ardenne der Fernsehtechnik den Weg zum elektronischen Fernsehen wies.

Bild 2: Das Hauptgebäude des Forschungsinstitutes „Manfred von Ardenne" in Dresden-Weißer Hirsch für Elektronenphysik, Ionenphysik und Übermikroskopie



Technische Vorgeschichte

Am 6. Januar 1884 wurde dem 24jährigen deutschen Ingenieur Paul Nipkow das deutsche Reichspatent Nr. 30105 erteilt. In seiner Patentschrift schlug Nipkow vor, ein Bild mit Hilfe einer spiralförmig gelochten Scheibe abzutasten und in Verbindung mit einem Lichtrelais in einzelne Punkte zu zerlegen, die Helligkeitswerte dieser Punkte in Stromimpulse umzuwandeln und in einer geeigneten Empfangsapparatur wieder zu einem Bild zusammenzusetzen. Da zu dieser Zeit Hochfrequenz- und Fernsehtechnik noch unbekannt waren, wurde der Idee zwar große Beachtung geschenkt, aber eine technische Auswertung konnte nicht erfolgen.

Somit erging es Nipkow wie vielen Erfindern vor ihm. Die Zeit war für diese technische Erfindung noch nicht reif, sie war ein Menschenalter zu früh gekommen. Das Patent verfiel, zumal dem jungen Ingenieur selbst die Weiterentwicklung und die persönliche Auswertung wegen fehlender Mittel nicht möglich war. Bild 4 zeigt das Prinzip des Nipkowsenders. Das Hauptelement der Anordnung ist eine kreisrunde Scheibe aus dünnem Blech mit spiralförmig angeordneten Löchern. Mit Hilfe einer Bogenlampe wird zum Beispiel ein zu übertragendes Diapositiv über eine Optik auf diese Scheibe projiziert und das Bild beim Drehen der Scheibe durch die einzelnen Löcher punktweise und zeilenförmig abgetastet. Die Helligkeit des durch die Löcher der Scheibe fallenden Lichtstrahls entspricht dann jeweils derjenigen des abgetasteten Bildpunktes. Er wird durch eine Linse auf eine Selenzelle geworfen, in Stromimpulse umgewandelt und über Draht oder funkentelegrafisch einer Empfangsapparatur weitergeleitet.

Diese Erfindung von Paul Nipkow wurde die Grundlage der Fernsehentwicklung zu Beginn unseres Jahrhunderts.

Der Ungar D. v. Mihály entwickelte 1914 eine Methode der Bildzerlegung mit beweglichen Spiegeln. Karolus setzte diese Arbeiten mit dem klassischen Spiegelrad fort, und durch sinnvollen Einbau einer Kerrzelle gelang ihm sogar eine bescheidene Großprojektion. In den Jahren 1929/30 erreichte man eine Abtastnorm von 30 Zeilen mit 12,5 Bildwechseln je Sekunde. Die Bildgröße von 3 · 4 cm auf einer Flächenglimmlampe war mehr als bescheiden. Immerhin wurden von der deutschen Reichspost über einen Mittelwellensender (die geringe Bandbreite für 1200 Bildpunkte ließ dies zu) zu dieser Zeit bereits Versuchssendungen durchgeführt. Wer entsinnt sich noch dieses ungewöhnlichen technischen Aufwandes der mechanischen Fernseheinrichtungen! Auf der Sendeseite waren sie vielleicht noch tragbar, aber auf der Empfängerseite scheiterte diese Technik einfach am Aufwand, an der komplizierten Mechanik und nicht zuletzt an der völlig unzureichenden Bildwiedergabe. Daran änderte sich auch nichts, als es gelang, mit den mechanischen Einrichtungen die Zeilenzahl auf 180 und den Bildwechsel auf 25 je Sekunde zu erhöhen. Es war eindeutig: Das Fernsehen hatte sich mit den mechanischen Methoden festgefahren. Nur eine völlig neue Technik konnte hier weiterhelfen, aber wie?

Die Katodenstrahlröhre nach Professor Braun brachte den Ausweg. Theoretisch und in Teilversuchen hatten hier Aigner und Schröter bereits Vorarbeiten geleistet, die später durch Arbeiten von Zworykin wertvoll ergänzt wurden. Von einer zufriedenstellenden technischen Lösung war man aber noch weit entfernt. Hier setzten nun die zielstrebigen Arbeiten des damals bereits bekannten Physikers und heutigen Stalinpreisträgers Manfred v. Ardenne ein.

Technische Voraussetzungen für das elektronische Fernsehen

Bereits im Jahre 1925 hatte Manfred v. Ardenne durch die Entwicklung des aperiodischen Verstärkers, die damalige

Bezeichnung für den Breitbandverstärker, die Möglichkeit geschaffen, Frequenzbänder mit Bandbreiten bis 10^6 Hz zu verstärken. Er erreichte dies durch die Konstruktion einer Doppelgitterröhre mit großer Steilheit in Raumladegitterschaltung (Bild 5). Dieser Breitbandverstärker, der später noch verbessert wurde, war eine der schaltungstechnischen Grundlagen für das heutige Fernsehen, für die Radartechnik und die Vielkanalnachrichtentechnik. Der wichtigste Baustein aber war die Entwicklung von der alten Braunschen Röhre zur modernen Elektronenstrahlröhre mit einem hellen, scharfen Brennfleck durch Manfred v. Ardenne. Diese Röhre wird heute in der Fernsehtechnik, im Elektronenmikroskop, in der Oszillografie usw. eingesetzt. Sehen wir uns das System dieser Röhre einmal kurz an (Bild 6). Es ist durch eine thermische Kleinflächenkatode K, eine negativ vorgespannte Steuerelektrode St („Wehnelt"-Elektrode), eine Linsenelektrode L und die Anode A gekennzeichnet. Der aus der Steuerelektrode divergent austretende Katodenstrahl wird durch das elektrische Feld zwischen Anode und Linsenelektrode wieder gesammelt, und es kommt durch eine charakteristische Strahleinschnürung, den „Cross over", zu einer scharfen und hellen Leuchtpunktabbildung. Die Leuchtfleckhelligkeit wurde gegenüber den älteren Röhrentypen auf mehr als das 200fache gesteigert, und damit war die Voraussetzung für die Erzeugung des beim Fernsehen notwendigen ausreichend hellen Zeilenrasters gegeben.

Für die horizontale und vertikale Zeilenablenkung verwendete v. Ardenne anfangs Glimmlampenkippschaltungen, die er in Zusammenarbeit mit Kammerloher entwickelte, später arbeitete er mit Thyratronkippschaltungen nach Frühauf[1]).

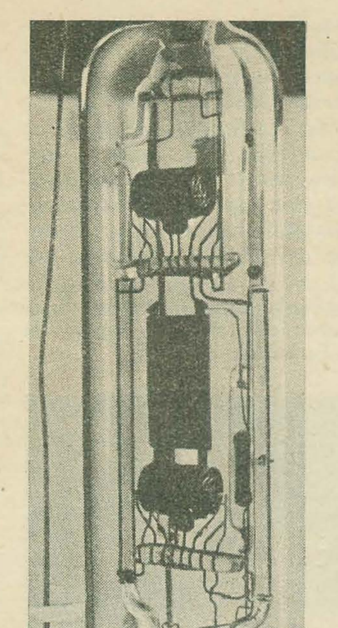
Breitbandverstärker, Elektronenstrahlröhren und Kippgeneratoren standen somit im Jahre 1930 für damalige Verhältnisse in ausreichender technischer Reife zur Verfügung, als v. Ardenne der Welt den Weg zum elektronischen Fernsehen wies.

Elektronisches Fernsehen

Nachdem bereits Aigner[2]) im Zusammenhang mit der Schaffung des aperiodischen Verstärkers 1925 auf die Möglichkeit eines elektronischen Fernsehens hingewiesen hatte, stellte v. Ardenne im Januar und Mai 1930 die Verwendbarkeit seiner neuen Elektronenstrahlröhre für Fernsehzwecke heraus[3]). Aber noch rührte sich nichts. Alle am Ausbau des Fernsehens maßgebend beteiligten europäischen Entwicklungsstellen bedienten sich noch der mechanischen Methoden der Bildzerlegung und -zusammensetzung.

Am 14. Dezember 1930 kam dann die historische Stunde. Manfred v. Ardenne hatte in seinem Laboratorium in Berlin-Lichterfelde die erste elektronische Versuchsapparatur für die Sende- und Empfangsseite aufgebaut. Ein Diapositiv wurde von einer Elektronenstrahlröhre abgetastet, eine optische Linse gab die abgetasteten Lichtimpulse auf eine Fotozelle, und die ausgelösten elektrischen Impulse modulierten über einen Breitbandverstärker den Sender. Es war ein unvergeßliches Erlebnis, als auf dem Bildschirm der im gleichen Raum aufgestellten Empfangsapparatur das abgetastete Diapositiv sichtbar wurde, das im Bild 9 dargestellt ist. In diesem Zusammenhang sei besonders darauf hingewiesen, daß das seinerzeit angewendete Prinzip der elektronischen Bildzerlegung noch heute bei der Filmabtastung verwendet wird, und es ist kaum angebracht, wenn man heute sogar in deutschsprachigen Zeitungen von einem „Flying spot scanner" spricht.

Die Fachwelt horchte nach diesen gelungenen Versuchen auf, und in dem Lichterfelder Laboratorium v. Ardenne ging man ein und aus. Ein Blick in das Gästebuch v. Ardennes (Bild 7) zeigt, wie stark der Eindruck auf die Fachwelt war. Eine intensive Arbeit setzte nun überall ein. Der damalige Staatssekretär Krukkow im Reichspostministerium förderte die neue Technik durch Gründung einer posteigenen Entwicklungsstelle, die später zu einer Reichspost-Fernsehgesellschaft ausgebaut wurde. Prof. Schröter, Dr. E. Mayer, Dr. Schapira aus dem Telefunkenkreis; Dir. Dr. Goerz, Dr. Möller und Dr. Schubert von der Fernseh AG, Dr. Banneitz und seine Mitarbeiter, der englische Fernsehpionier J. Baird und der englische Physiker Sir Watson Watt und viele andere sahen die Versuche und waren tief beeindruckt davon. — Sir Watson Watt, dem es später unter Ver-



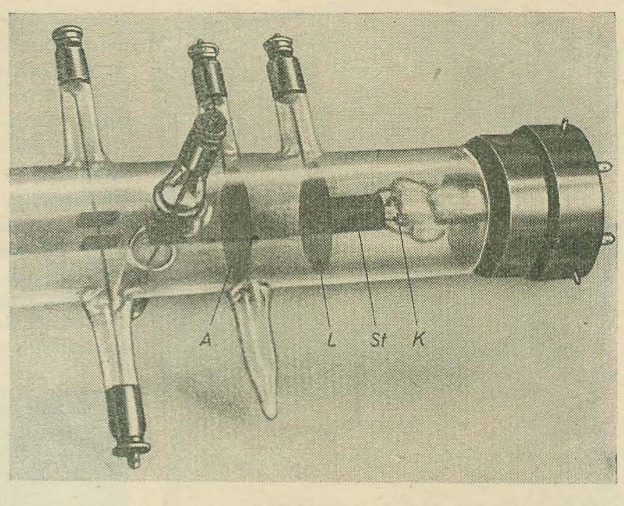


Bild 5 (links): Mit der Doppelgitterröhre war die Voraussetzung für den Aufbau von Breitbandverstärkern geschaffen

Bild 6: Nach Weiterentwicklung der klassischen Braunschen Röhre durch Manfred von Ardenne zur modernen Elektronenstrahlröhre wurde sie der wichtigste Baustein für das elektronische Fernsehen

Filmstreifen
Kondensor
Optik
Fotozelle
Kondensor
Lichtquelle
Nipkowscheibe

Bilder 3 und 4: Die Nipkowscheibe und das Prinzip der von Paul Nipkow vorgeschlagenen Bildabtastung zur Fernsehübertragung

Bild 7: Die Eintragungen im Gästebuch Manfred von Ardennes beweisen das große Interesse, das bedeutende Wissenschaftler seinen Fernsehversuchen entgegenbrachten

[1]) Frühauf, Archiv für Elektrotechnik, Nr. 21 (1927) S. 471.

[2]) Aigner, Zeitschrift für Hochfrequenztechnik, Nr. 23 (1925) S. 56.

[3]) v. Ardenne, „Die Braunsche Röhre als Fernsehempfänger", Fernsehen Nr. 5 (1930).



wendung der Elektronenstrahlröhre Ardennescher Prägung gelang, die Entwicklung der Radartechnik in England so voranzutreiben, daß der U-Boot-Krieg im 2. Weltkrieg für England entschieden wurde, schrieb 1933 u. a.: „M. v. Ardenne erzielte weiter sehr bedeutende Fortschritte mit seiner Elektronenröhre. — Die Fortschritte, die wir auf dem Gebiete der Radioforschungen erzielen konnten, verdanken wir der Erfinderkraft, den Fähigkeiten und der unfehlbaren freundlichen Gesinnung des Barons Manfred von Ardenne."[1]).

← Bild 8: In großen Schlagzeilen kündigte die in- und ausländische Fachpresse den Beginn des elektronischen Fernsehens an

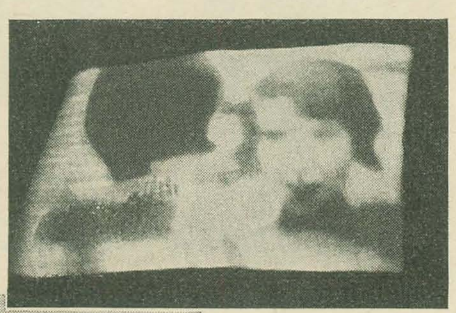
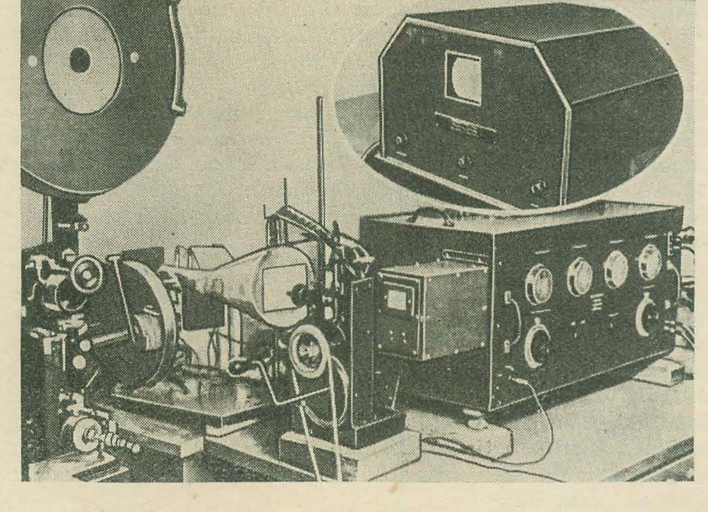


Bild 9: Das Schirmbild der ersten Fernsehübertragung auf elektronischer Basis



← Bild 10: Mit der Fernsehsende- und -empfangsanlage Manfred von Ardennes auf der Berliner Funkausstellung 1931 machte auch die New York Times ihre Leser bekannt. Rechts oben der Empfänger mit dem Schirm der Braunschen Röhre

„Funkausstellung 1931." Erstmalig führte v. Ardenne seine elektronische Fernsehanlage der Öffentlichkeit vor. Lassen wir nur die Schlagzeilen der damaligen Fachpresse sprechen (Bild 8): „Die Sensation der Funkausstellung", „Dem Fernsehen nach System Ardenne gehört die Zukunft", „Fernsehen mit der Braunschen Röhre" usw., und damit ist alles gesagt.

Wie Bild 10, es stammt im übrigen aus der New York Times v. 16. 8. 1931, zeigt, hatte v. Ardenne seinen Sender bereits mit einer Kinovorführmaschine gekoppelt, auch die Bildabtastung erfolgte elektronisch. Als Ergebnis intensiver Arbeiten war die Umstellung von der Mechanik zur Elektronik 1933 im wesentlichen bereits vollzogen, der Weg des Fernsehens aus den Entwicklungslaboratorien in die Öffentlichkeit war frei.

Fernsehrundfunk wird Wirklichkeit

Nach einem etwa einjährigen Versuchsbetrieb der damaligen Deutschen Reichspost wurde der 22. März 1935 der Geburtstag des ersten öffentlichen Fernsehens. Von diesem Tage an strahlte der Fernsehsender „Paul Nipkow", Berlin-Witzleben, mit einer Bildträgerfrequenz von 49,3 MHz und einem Tonträger von 42,5 MHz ein regelmäßiges Programm aus. Der Sender arbeitete mit 180 Zeilen (Zeilenwechselzahl bei 25 Bildwechseln in der Sekunde 4500 Hz).

Im Bild 13 sehen wir die beiden UKW-Fernsehantennen auf dem Berliner Funkturm. Bald wurde der Sender zwecks Erreichung einer besseren Bildauflösung auf 441-Zeilenbetrieb mit 230 000 Bildpunkten umgestellt, seine Leistung betrug 16 kW in der Endstufe, das Testbild dieses Senders zeigt Bild 11.

Die Übertragung von Filmen bereitete keine Schwierigkeiten, hierfür verwendete man die Nipkowscheibe (Bild 15). Schwierigkeiten bereiteten Direktaufnahmen, da die elektronische Aufnahmekamera noch nicht vorhanden war. Das Abtasten mit Hilfe der Nipkowscheibe

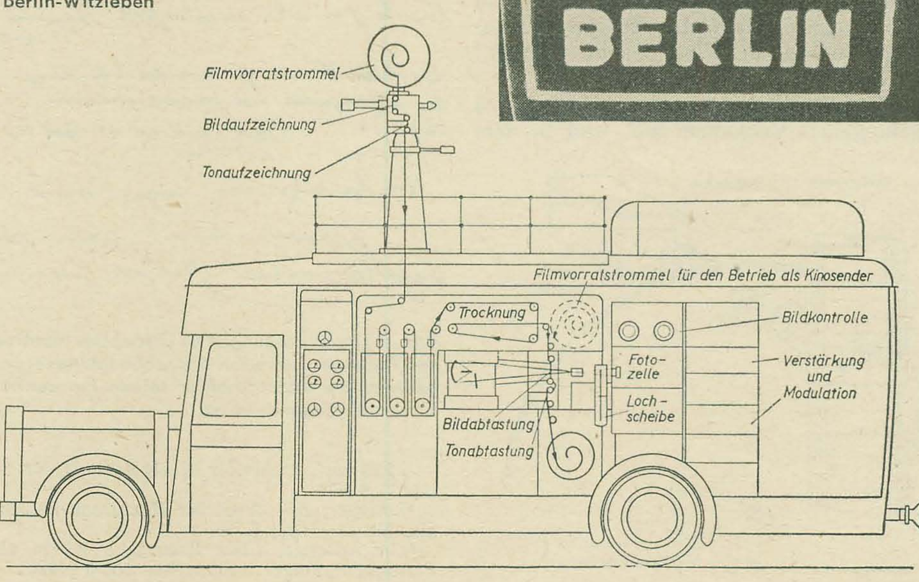
[1]) Auszug aus R. A. Watson Watt, Application of the Cathode Ray Oszillograf in Radio Research, London 1933.

Bild 11: Testbild des ersten Berliner Fernsehsenders „Paul Nipkow" →

Fernsehsender
„Paul Nipkow"
BERLIN

Bild 12 (unten links): Für Direktsendungen wurde der Filmzwischenübertragungswagen der Fernseh AG eingesetzt

Bild 13 (unten rechts): Die Sendeantennen des Berliner Fernsehsenders auf dem Funkturm in Berlin-Witzleben





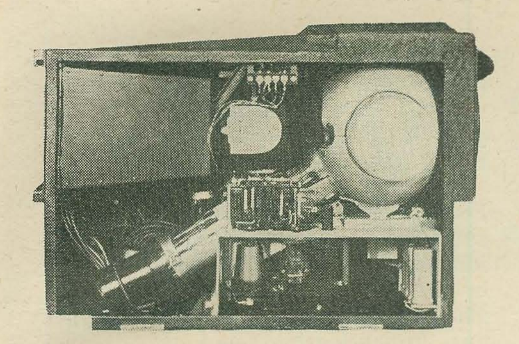


Bild 14: Eine der ersten Aufnahmekameras mit dem Ikonoskop von Zworykin

mußte im Stockdunkeln erfolgen, wobei sich unzählige Schwierigkeiten ergaben. Der Wunsch nach aktuellen Übertragungen wurde durch den Einsatz von Filmzwischenübertragungswagen der Fernseh AG gelöst. Bild 12 zeigt das Prinzip. Ein Sportereignis beispielsweise wurde vom Dach des Wagens aufgenommen, der Film lief anschließend durch die Entwicklungs-, Fixier- und Waschanlage des Wagens und konnte bereits nach etwa 30 Sekunden Verzögerung durch den Sender laufen.

Mit diesem ersten 441-Zeilen-Sender konnten auf jeden Fall wertvolle Erfahrungen gesammelt werden. Das Ikonoskop von Zworykin (Bild 14), aus dem dann später das Superikonoskop, das Rieselikonoskop und das höchstempfindliche Imageorthikon entwickelt wurden, erreichte allmählich auch seine technische Verwendbarkeit, so daß auf der Olympiade 1936 die glanzvollen sportlichen Höhepunkte bereits im direkten Aufnahmeverfahren über den Sender gegeben werden konnten.

Auf allen internationalen Ausstellungen stand die Technik des deutschen Fernsehens im Vordergrund. Allein drei Goldmedaillen erhielt das deutsche Fernsehen auf der Pariser Weltausstellung 1936.

In Südamerika wurden Fernsehdemonstrationen durchgeführt, Deutschland lag mit in führender Position. 1939 sollten die ersten Fernsehgeräte in den Handel kommen, da wurde die erfolgreiche Entwicklung durch den Hitlerkrieg gehemmt. Zwar lief der Berliner Sender bis zu seiner Vernichtung durch Bombeneinwirkung noch bis zum Frühjahr 1944, das Fernsehen war aber nur noch von sekundärem Interesse. Bis Ende 1950 ruhte dann in Deutschland die gesamte Fernsehentwicklung. Von diesem Zeitpunkt an gingen die alten Pioniere wieder ans Werk. Im Dezember 1950 wurde in Westdeutschland der erste Fernsehsender in Betrieb genommen und in den folgenden Jahren ein umfassendes Sendernetz ausgebaut.

Mit Hilfe der großzügigen Unterstützung unserer Regierung entstand in Berlin-Adlershof ein modernes Fernsehstudio, und zur Zeit arbeiten im Gebiet der Deutschen Demokratischen Republik bereits sieben Fernsehsender. Die einzigartige Aktualität des Fernsehens begeistert die Menschen, was in der ständig steigenden Zahl der Fernsehteilnehmer zum Ausdruck kommt; denn neben den rein kulturellen Darbietungen, die unmittelbar ins Haus gebracht werden, wird das Fernsehen durch den internationalen Programmaustausch zum Schaufenster der Weltereignisse.

25 Jahre elektronisches Fernsehen und 25 Jahre unermüdliche Forschungsarbeit liegen hinter uns. Obwohl die Schwarz-Weiß-Technik bereits eine gewisse Vollkommenheit erreicht hat, ist ihre Entwicklung noch nicht abgeschlossen. In den USA und in der UdSSR werden bereits Farbfernsehversuchssendungen durchgeführt. Auch in den Entwicklungsstellen der Deutschen Demokratischen Republik wird an diesem Problem intensiv gearbeitet, so daß auch wir eines Tages das Wunder des farbigen Bildes auf den Schirmen unserer Fernsehempfänger erleben werden.

Den unmittelbaren Anstoß zur Umstellung vom mechanischen zum elektronischen Fernsehen gab 1930 Manfred v. Ardenne, der 1941 für seine bahn-

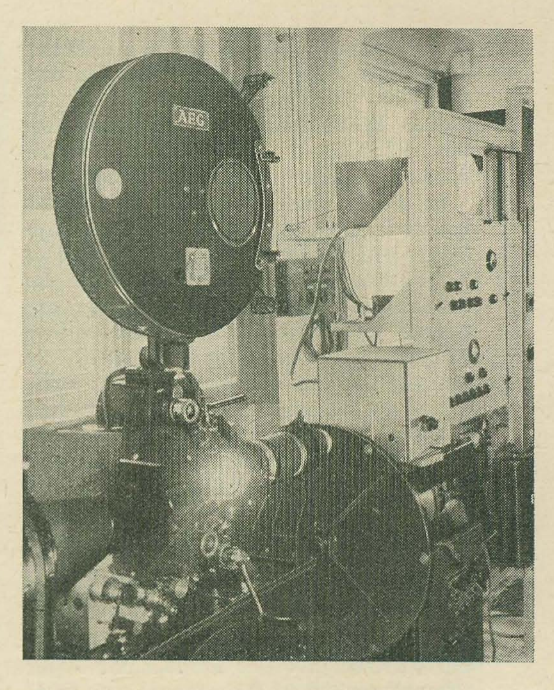


Bild 15: Tonfilmübertragungseinrichtung mit Nipkowscheibe im Fernsehsenderaum der Reichsrundfunkgesellschaft

brechenden Arbeiten von der Preußischen Akademie der Wissenschaften mit der silbernen Leibniz-Medaille ausgezeichnet wurde. Während seines zehnjährigen Aufenthaltes in der Sowjetunion verlieh ihm die Regierung der UdSSR für seine hier geleisteten hervorragenden Entwicklungsarbeiten den Stalinpreis. Heute widmet sich v. Ardenne in seinem neuen, von ihm geleiteten und hervorragend ausgestatteten Forschungsinstitut (Bild 2) für Elektronenphysik, Ionenphysik und Übermikroskopie in Dresden neuen Aufgaben. Aufgaben, deren Lösung ihm selbst höchste Vollendung bedeuten. Wir können hoffen, daß er mit seinen Arbeiten in der Deutschen Demokratischen Republik noch viele bedeutende Ergebnisse für die gesamte Wissenschaft erzielen wird.

Ing. P. WOSKOBOINIKOW

1956: Eine Million neue Fernsehempfänger in der UdSSR

Erfolgreiche Entwicklung der sowjetischen Fernsehtechnik

Um in allen Städten und Dörfern des Sowjetlandes einen Empfang der Fernsehsendungen zu gewährleisten, sind viele Fernsehzentren oder Relaisstationen erforderlich. Heute arbeiten bereits Fernsehzentren in Moskau, Leningrad, Kiew, Charkow, Gorki, Riga und anderen Städten der UdSSR. In Minsk, Baku, Kasan, Swerdlowsk und weiteren großen Industrie- und Kulturzentren befinden sich Fernsehzentren im Bau. In Kalinin arbeitet ständig eine Relaisstation, und die erste Relaislinie von Moskau nach Stalinogorsk mit einer Relaisstation in Stalinogorsk wird demnächst in Betrieb genommen.

Die Übertragungen des Moskauer und Leningrader Fernsehzentrums, deren Antennen 150 m hoch sind, werden in einer Entfernung von 100 bis 150 km gut empfangen. Das Programm des Fernsehzentrums in Kiew kann sogar in einer Entfernung bis zu 300 km empfangen werden, da der Antennenmast auf einer Anhöhe steht.

In der Sowjetunion werden zur Zeit umfangreiche Maßnahmen getroffen, um möglichst vielen Sowjetmenschen den Empfang von Fernsehsendungen zu ermöglichen. So werden zum Beispiel in den Städten Jaroslawl, Rjasan, Tula und Wjasma, die in 200 bis 250 km Entfernung von Moskau liegen, weitere Fernsehzentren errichtet, um die benachbarten Gebiete der sowjetischen Hauptstadt an das Fernsehnetz anzuschließen. Wie weit das Fernsehen bereits auf dem Lande verbreitet ist, zeigt u. a. auch die Tatsache, daß von dem 82 Dörfer umfassenden Bezirk Noginsk im Gebiet Moskau schon 76 Dörfer Sendungen des Moskauer Fernsehzentrums empfangen.

Im Programm der einzelnen Fernsehzentren sind Übertragungen von Filmen, Theateraufführungen, Vorträgen, Konzerten und anderen Studiosendungen vorgesehen. Mit Hilfe der fahrbaren Fernsehstationen, die in zwei oder drei Autobussen untergebracht werden, können auch Sendungen außerhalb des Studios aus Sitzungssälen, Theatern, Museen und Ausstellungen sowie von den Sportplätzen und Sporthallen übertragen werden, die das Programm der Fernsehzentren bedeutend erweitern.

Das Empfangsnetz entwickelt sich in der Sowjetunion in drei Richtungen: Erstens finden die Fernsehempfänger weitgehende Verbreitung für den Einzelempfang in Wohnungen usw. Zweitens vergrößert sich ständig die Zahl der Fernsehanlagen für den Gemeinschaftsempfang mit großen Bildschirmen, und das

dritte wichtige Mittel zur Verbreitung des Fernsehens unter der Bevölkerung sind die Übertragungszentren, die in großen Wohnblocks, Wohnheimen, Hotels, Klubhäusern und anderen öffentlichen Gebäuden eingerichtet werden.

In diesem Jahr stellte die sowjetische Industrie mehr als 500000 Fernsehempfänger her, das ist die doppelte Menge des Vorjahres, und nächstes Jahr wird die Produktion sogar auf 1 Million ansteigen. Es wurden neue Fernsehempfängertypen entwickelt, die nicht mehr mit runden, sondern mit rechteckigen Bildröhren ausgestattet sind, deren Diagonale 35, 43 oder 53 cm beträgt. Auf diese Weise kann man die Abmessungen des Gehäuses verringern und die Qualität des Bildes verbessern.

Neue Typen von Fernsehempfängern

Zu diesen Typen mit vergrößertem Bildschirm gehören unter anderem die Typen „Temp", „Awangard", „Ekran", „Sewer", „Raduga". Der Fernsehempfänger „Temp" enthält 21 Röhren und eine Bildröhre vom Typ 40 LK 1 B mit einer Ionenfalle, die die dunklen Flecken auf dem Bildschirm beseitigt. Die Bildgröße beträgt 320×400 mm, die Breite des Tonfrequenzbandes 90 bis 7000 Hz. Der Fernsehempfänger kann an ein 110-, 127- oder 220-V-Wechselstromnetz angeschlossen werden und erfordert eine Leistung von etwa 240 W. Die Maße des Fernsehempfängers sind 520×570×420 mm; sein Gewicht beträgt ungefähr 40 kg.

Der mit einem schönen polierten Gehäuse ausgestattete Fernsehempfänger „Awangard" enthält 18 Röhren und die Elektronenstrahlröhre vom Typ 31 LK2B mit einem Schirmbild von 180×240 mm. Die Leistungsaufnahme aus dem Netz beträgt 220 bis 230 W. Dieser für Wechselstrom ausgelegte Fernsehempfänger ist verhältnismäßig einfach gebaut und leicht zu bedienen. Die letzten Serien dieser Typen werden modernisiert, und zwar erhalten sie einen Bildkanalumschalter und einen Rundfunkteil für den Empfang im Ultrakurzwellenbereich. Außerdem wird ihre Empfindlichkeit erhöht.

Der Fernsehempfänger „Sewer-3" (ein ähnlicher Fernsehapparat wird unter dem Namen „Zenit" herausgebracht) hat 17 Röhren, eine Bildröhre vom Typ 31 LK 2 B mit einem Bildschirm von 180×240 mm. Seine Gehäuseabmessungen betragen 640×468×457 mm, das Gewicht 31 kg und die erforderliche Leistung 190 W. Dieses Fernsehgerät ist mit einem FM-Rundfunkempfänger ausgestattet.

Kürzlich wurde eine Serie von Fernsehempfängern des Typs „Raduga" zum Empfang von farbigen Bildern hergestellt. Diese Fernsehapparate wurden zunächst in allen Moskauer Bezirken aufgestellt, um zu prüfen, wie sie sich in der Praxis bewähren.

In Zukunft wird sich das Netz der Fernsehempfänger in zwei Richtungen entwickeln. Es werden Fernsehempfänger mit direktem Bild und einem Bildschirm in der Größe von 240×320 mm und 300×400 mm sowie Fernsehempfänger mit Projektionsbild und einem Bildschirm von 300×400 mm und 900×1200 mm hergestellt werden. Einer der grundlegenden Vorteile des Projektionsbildes besteht darin, daß die rundfunktechnischen und optischen Elemente verbilligt werden können, weil man bei der optischen Projektion von derselben Projektionsbildröhre mit kleinen Ausmaßen verschieden große Bilder projizieren kann.

In der Sowjetunion werden ferner Bildschirme in der Größe von 3×4 m und mehr gefertigt, um das Bild mit Hilfe eines optischen Systems zu vergrößern. Eine solche Vorrichtung mit großem Bildschirm, dessen Fläche 12 m² beträgt, ist bereits in dem Moskauer Lichtspieltheater „Eremitage" in Betrieb. Ihr Einsatz bestätigt die großen Perspektiven der Fernsehempfänger für den Gemeinschaftsempfang.

Neuzeitliche Antennenkabel für UKW-Sender

Für die Verbindung von UKW-Rundfunk- und Fernsehsendern, sowie von Richtfunkanlagen mit den auf hohen Türmen und Masten errichteten Sendeantennen werden Hochfrequenzkabel benötigt, die hohe Leistungen übertragen müssen, geringe Leitungsverluste aufweisen und sich leicht verlegen und montieren lassen.

Bild 2 zeigt Hochfrequenzkabel, wie sie die Firma Siemens herstellt. Innen- und Außenleiter bestehen aus gesickten Kupferbandhalbrohren mit scheibenförmigen Abstandshaltern zwischen beiden Leitern. Für kleine und mittlere übertragbare Hochfrequenzleistungen wird als Material für die Abstandsscheiben Polystyrol verwendet. Dieser thermoplastische Werkstoff zeichnet sich durch eine sehr niedrige Dielektrizitätskonstante ($\varepsilon = 1{,}09$) und sehr kleine Verluste aus, so daß Polystyrol-Abstandshaltescheiben besonders für die mit hohen Frequenzen betriebenen Kabel großen Durchmessers, die eine kleine Widerstandsdämpfung aufweisen, von Bedeutung sind. Die übertragbare HF-Leistung wird durch die Temperaturbeständigkeit des dielektrischen Werkstoffes bestimmt, der für Polystyrol bei etwa maximal 95° C liegt. Zum Übertragen großer Leistungen werden die Kabel mit Abstandshaltern aus Polyvinylharz versehen. Dieser Werkstoff hat einen Verlustwinkel, der nur wenig größer als bei Polystyrol ist, jedoch eine wesentlich höhere Temperaturbeständigkeit bis etwa 180° C aufweist. Antennenkabel dieser Ausführung sind daher als Sendekabel beim Rundfunk und Fernsehen zum Übertragen großer Leistungen (z. B. 60 kW bei 200 MHz) bei sehr geringer Verlustleistung geeignet.

Zur Übertragung von Höchstfrequenzen im Bereich der Dezimeter- und Zentimeterwellen dienen Antennenkabel mit besonders leichten Polystyrolscheiben, die in engem Abstand voneinander angeordnet sind (Bild 1). Die in regelmäßigen Abständen aufgebrachten Scheiben führen von bestimmten Frequenzen ab, für die der Scheibenabstand von der Größenordnung einer halben Wellenlänge ist, zu Sperrbereichen der Übertragung. Die hierdurch gegebene Grenzfrequenz liegt jedoch stets weit über der höchsten Betriebsfrequenz, für die das Kabel bestimmt ist. Infolge des gleichmäßigen, symmetrischen Aufbaus ist auch die Welligkeit so klein, daß Störungen bei der Übertragung nicht auftreten.

Hochfrequenzkabel der beschriebenen Bauart haben beim Aufbau von Fernsehsendern im In- und Ausland in den letzten fünf Jahren weitgehende Verwendung gefunden und sich ausgezeichnet bewährt. Hervorzuheben ist neben den hochwertigen elektrischen Eigenschaften dieser Kabel auch die einfache und leichte Montage, die mit normalem Aufwand an Personal möglich ist. *H. H. K*

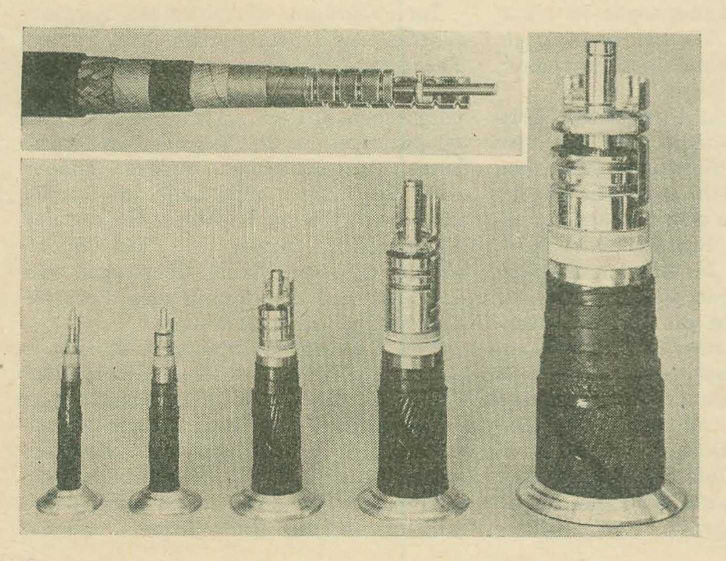


Bild 1 (links): HF-Antennenkabel 5/15 der Baureihe C mit engem Scheibenabstand und Protodurmantel für beweglichen Einsatz

Bild 2: HF-Antennenkabel mit Polystyrolscheiben der Baureihe A. Von links nach rechts: Typ 4/15, 7/21, 13/28, 20/58 und 36/105

W. SCHUSTER

Die Dimensionierung von elektronischen Gleichspannungskonstanthaltern

Die elektronische Stabilisierung von Spannungen wird infolge ihrer Überlegenheit gegenüber anderen Konstanthaltern immer häufiger angewendet. Die bekannteste Anordnung zur Stabilisierung einer Gleichspannung ist die Reihenschaltung einer gesteuerten Regelröhre mit dem Verbraucher (Bild 1), deren Wirkungsweise in zahlreichen Veröffentlichungen [1] [2] [3] bereits beschrieben worden ist und hier nicht nochmals erläutert werden soll. In diesem Beitrag werden Hinweise für die richtige Dimensionierung und die Ermittlung des Stabilisierungsfaktors gegeben.

Für die Berechnung der Schaltung sind in der Regel folgende Größen bekannt:

1. die Verbraucherspannung U_v,
2. der maximale und der minimale Verbraucherstrom $I_{v\,max}$ und $I_{v\,min}$,
3. die Schwankungen der Eingangsspannung (in Prozenten) nach oben (ΔU_{e+}) und unten (ΔU_{e-}).

Grundsätzlich ist zuerst eine geeignete Regelröhre auszuwählen. In Frage kommen wegen der erforderlichen Leistungen meist Endröhren. Sie werden in Triodenschaltung verwendet. Hinsichtlich ihrer zulässigen Anodenverlustleistung $N_{a\,max}$ muß die Bedingung erfüllt sein:

$$N_{a\,max} \geqq I_{max} \cdot U_a, \qquad (1)$$

dabei ist

$$I_{max} = I_{v\,max} + 0{,}003\ \text{A}$$

(für Eigenverbrauch der Stabilisierung), während sich die Anodenspannung U_a aus den Spannungen U_{a0} und ΔU_e zusammensetzt.

$$U_a = U_{a0} + \Delta U_e. \qquad (1a)$$

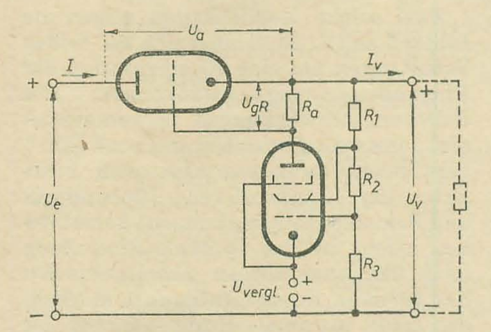


Bild 1: Prinzipschaltung der rückwärts geregelten Stabilisierung

U_{a0} ist der Spannungsabfall an der Regelröhre bei maximalem Verbraucherstrom und der kleinsten zulässigen Gitterspannung, bei der die Röhre noch ohne Gitterstrom betrieben werden kann. Sie liegt in der Regel bei etwa —1,5 bis —2 V. Bild 2 zeigt die entsprechenden Werte bei verschiedenen Röhrentypen.

ΔU_e ist die maximal auftretende Schwankung der Eingangsspannung U_e bei größter Belastung in V.

Es ist

$$\Delta U_e = U_{e\,Nenn} \frac{\Delta U_{e+} + \Delta U_{e-}}{100}, \qquad (1b)$$

$$\Delta U_e = \frac{U_{e\,min}}{1 - \frac{\Delta U_{e-}}{100}} \cdot \frac{\Delta U_{e+} + \Delta U_{e-}}{100}. \qquad (1c)$$

Die Mindesteingangsspannung ist aber

$$U_{e\,min} = U_v + U_{a0},$$

so daß sich ergibt:

$$\Delta U_e = \frac{U_v + U_{a0}}{1 - \frac{\Delta U_{e-}}{100}} \cdot \frac{\Delta U_{e+} + \Delta U_{e-}}{100} \qquad (1d)$$

und $N_{a\,max} \geqq$

$$I_{max} \cdot \left(U_{a0} + \frac{U_v + U_{a0}}{1 - \frac{\Delta U_{e-}}{100}} \cdot \frac{\Delta U_{e+} + \Delta U_{e-}}{100} \right). \qquad (2)$$

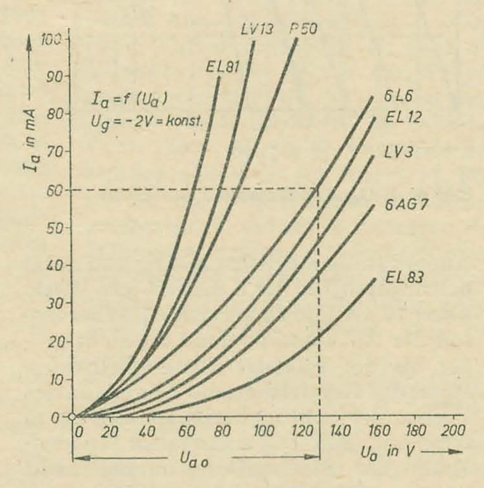


Bild 2: Die I_a-U_a-Kennlinien verschiedener als Triode geschalteter Endröhren. Ihre zulässigen Verlustleistungen:

6AG7 = 9 W, LV 3 = 12 W, LV 13 = 30 W
EL 83 = 9 W, EL 12 = 18 W, P 50 = 40 W
EL 81 = 10 W, 6 L 6 = 19 W

Außerdem müssen auch die Bedingungen

$I_{max} <$ maximal zulässiger Katodenstrom
$U_a <$ maximal zulässige Anodenspannung

erfüllt sein. (Bei Pentoden in Triodenschaltung ist die maximal zulässige Schirmgitterspannung maßgebend.)

Sind die Leistung bzw. der zulässige Katodenstrom einer Regelröhre zu gering, dann lassen sich auch mehrere Röhren des gleichen Typs parallel schalten. Die Möglichkeit der Parallelschaltung eines Widerstandes zur Regelröhre wird später noch erläutert.

Da der Bereich der zulässigen Anodenspannungsänderung der geeigneten Regelröhren (siehe ΔU_a im Bild 3) meist größer ist als die sich tatsächlich ergebenden Änderungen der Eingangsspannung, sind der Wahl der Eingangsspannung keine engen Grenzen gesetzt.

Einen guten Wirkungsgrad der Schaltung erhält man, wenn von der Mindesteingangsspannung ausgegangen wird. Es ist dann

$$U_{e\,Nenn} = \frac{U_v + U_{a0}}{1 - \frac{\Delta U_{e-}}{100}}, \qquad (3)$$

während sich die Schwankung der Eingangsspannung ΔU_e nach Gleichung (1b) ergibt.

Diese Spannungsänderung liegt auch als Anodenspannungsänderung ΔU_a an der Regelröhre. Aus den Kennlinien läßt sich die erforderliche Änderung der Gitterspannung der Regelröhre ΔU_{gR} bei Schwankungen des Verbraucherstromes und der Anodenspannung ermitteln. Da die Eingangsspannung bei geringerem Verbraucherstrom infolge des Gleichrichterinnenwiderstandes ansteigt, erhält

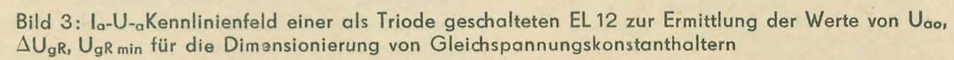
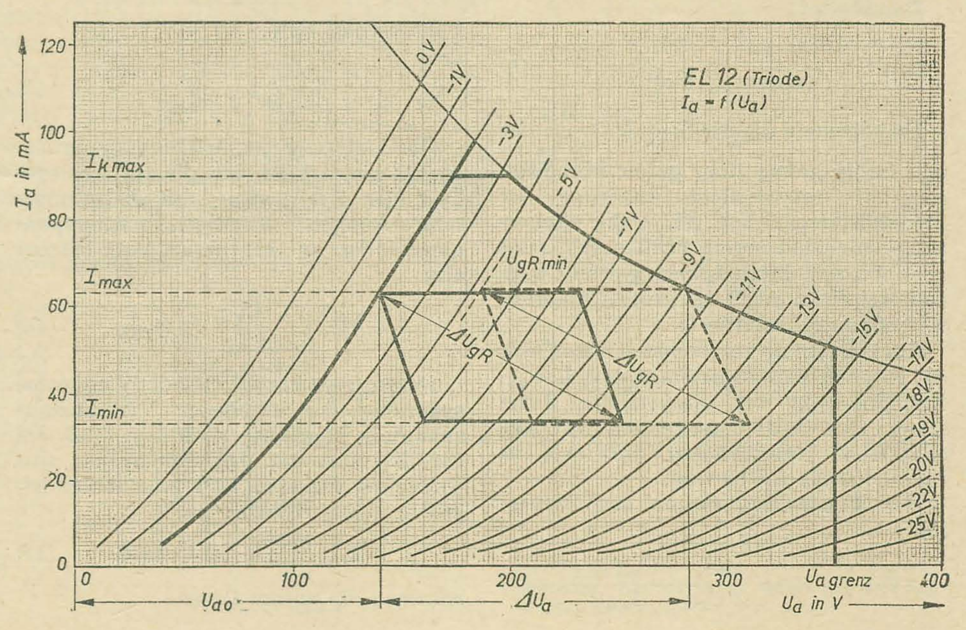


Bild 3: I_a-U_a-Kennlinienfeld einer als Triode geschalteten EL 12 zur Ermittlung der Werte von U_{a0}, ΔU_{gR}, $U_{gR\,min}$ für die Dimensionierung von Gleichspannungskonstanthaltern



man als den Bereich möglicher Gitterspannungen ein verschobenes Rechteck, auf dessen Diagonale von links oben nach rechts unten die maximal erforderliche Gitterspannungsänderung abzulesen ist (siehe Bild 3).

Für die Güte der Stabilisierung ist nicht der Absolutwert der Gitterspannungsänderung, sondern das Verhältnis $\frac{U_{gR\,min}}{\Delta U_{gR}}$ maßgebend. Dieses Verhältnis ist aber bei niedrigen Gitterspannungen ziemlich klein und daher ungünstig.

Eine bessere Stabilisierung bei kleinerem Wirkungsgrad wird erreicht, wenn man von der höchstzulässigen Eingangsspannung ausgeht. Es gilt dann:

$$U_{e\,max} = U_v + U_{a\,max},$$

wobei $U_{a\,max} = \frac{N_{a\,max}}{I_{max}}$ ist und unter dem für die Anodenspannung angegebenen Grenzwert der betreffenden Röhre liegen muß.

Damit wird

$$U_{e\,Nenn} = \frac{U_{e\,max}}{1 + \frac{\Delta U_{e+}}{100}} = \frac{U_v + U_{a\,max}}{1 + \frac{\Delta U_{e+}}{100}}. \quad (4)$$

Die gesamte Eingangsspannungsschwankung ergibt sich wieder nach Gleichung (1b), womit die notwendige Änderung der Gitterspannung aus den Kennlinien ermittelt werden kann.

Die Eingangsspannung kann selbstverständlich auch jeden Wert zwischen den beiden beschriebenen Extremen annehmen, es ändern sich dann lediglich der Stabilisierungsfaktor und der Wirkungsgrad.

Als Steuerröhre wird eine möglichst steile Pentode verwendet. Die am Anodenwiderstand R_a dieser Röhre abfallende Spannung ist gleichzeitig die Gitterspannung für die Regelröhre.

Es ist

$$I_{a\,min} = \frac{U_{gR\,min}}{R_a} \quad (5)$$

und

$$\Delta I_a = \frac{\Delta U_{gR}}{R_a}. \quad (6)$$

Damit wird

$$\frac{\Delta U_{gR}}{U_{gR\,min}} = \frac{\Delta I_a}{I_{a\,min}}. \quad (7)$$

Da allgemein die Steilheit $S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g}$ ist und im Interesse einer guten Stabilisierung die erforderliche Änderung der Steuergitterspannung ΔU_{gS} der Steuerröhre möglichst gering bleiben soll, muß auch ΔI_a und damit I_a klein gewählt werden, was einen möglichst großen Anodenwiderstand R_a erfordert.

Am klarsten und einfachsten lassen sich die genauen Verhältnisse aus dem I_a-U_{g1}-Kennlinienfeld der Steuerröhre übersehen. Man trägt zweckmäßig den Anodenstrom logarithmisch auf, wie es Bild 4 für die EF 80 zeigt.

Der Verstärkungsfaktor der Steuerröhre ist

$$V = S \cdot R_a = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_{gS}} \cdot \frac{U_{gR\,min}}{I_{a\,min}}. \quad (8)$$

Die Steilheit der Kurven des Diagramms gibt das Verhältnis $\frac{\Delta I_a}{\Delta U_{gS}}$ an und ist damit ein direktes Maß für die Verstärkung der Steuerröhre. Sie wird mit kleinerer Schirmgitterspannung und abnehmendem Strom größer, und man wählt deshalb Schirmgitterspannung und

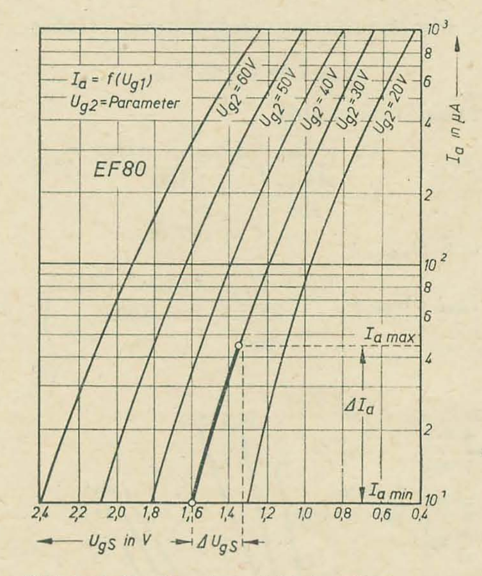


Bild 4: I_a-U_{g1}-Kennlinienfeld der EF 80

Anodenstrom möglichst niedrig und nutzt den linearen Teil der Kennlinie aus. Werte unter 10 μA sind zu vermeiden, außerdem soll der Anodenwiderstand R_a nicht größer als der zulässige Gitterableitwiderstand der Regelröhre sein. Für die untere Grenze der Schirmgitterspannung ist zu beachten, daß bei maximalem Anodenstrom die Steuergitterspannung nicht unter —1,2 bis —1,5 V absinkt (einsetzender Gitterstrom). Das zur Ausregelung erforderliche ΔU_{gS} entnimmt man den Kennlinien, indem man ΔI_a auf dem entsprechenden U_{g2}-Parameter abträgt.

Da es sich bei der im Bild 1 angegebenen Schaltung um eine Rückwärtsregelung handelt, bleibt immer ein Restfehler bestehen.

Es verhält sich

$$\frac{\Delta U_v}{\Delta U_{gS}} = \frac{U_v}{U_{vergl}}. \quad (9)$$

Die Änderung der Ausgangsspannung, die erforderlich ist, um die zur Ausregelung der Spannungs- und Belastungsschwankungen benötigte Gitterspannungsänderung hervorzurufen, beträgt also

$$\Delta U_v = \frac{U_v}{U_{vergl}} \cdot \Delta U_{gS}. \quad (10)$$

Daraus geht hervor, daß die Vergleichsspannung bei gegebener Verbraucherspannung möglichst hoch sein muß. Da für die Speisung der Steuerröhre eine Spannung von etwa 50 V erforderlich ist, gilt als obere Grenze

$$U_{vergl\,max} = U_v - 50\,V, \quad (11)$$

während die untere Grenze

$$U_{vergl\,min} = U_v - U_{as} \quad (12)$$

ist. U_{as} bezeichnet die zulässige Anodenspannung der Steuerröhe. Als Vergleichsspannungsquelle kommen in den meisten Fällen Glimmstabilisatoren in Frage, so daß damit (für die Schaltung nach Bild 1) eine untere Grenze der Verbraucherspannung von etwa 120 V gegeben ist. In speziellen Schaltungen läßt sich die Spannung auch bis auf Null bringen. Die Genauigkeit und Güte hängt, wie ersichtlich, wesentlich von der Konstanz der Vergleichsspannung ab. Von thermischen und zeitlichen Spannungsschwankungen des Stabilisators abgesehen, tritt noch folgender Effekt auf: Parallel zum Vorwiderstand des Stabilisators liegt die Steuerröhre als veränderlicher Widerstand, so daß sich auch der Querstrom durch den Stabi und infolge seines dynamischen Innenwiderstandes auch die Brennspannung ändert, was die Stabilisierung ungünstig beeinflußt. Um diesen Einfluß gering zu halten, darf der Grundquerstrom nicht zu niedrig bemessen werden, damit die prozentualen Änderungen durch die Katodenstromschwankungen der Steuerröhre klein bleiben. Bei Schaltungen, mit denen eine hohe Stabilisierungsgüte erzielt werden soll, sind außerdem Stabilisatoren mit geringem Innenwiderstand zu verwenden.

Der Stabilisierungsfaktor eines Konstanthalters ist

$$\sigma = \frac{\frac{\Delta U_e}{U_{e\,Nenn}}}{\frac{\Delta U_v}{U_v}} = \frac{\Delta U_e}{\Delta U_v} \cdot \frac{U_v}{U_{e\,Nenn}}. \quad (13)$$

Den bestehenden Restfehler kann man durch einen mehrstufigen Steuerverstärker verringern. Eine andere Möglichkeit besteht in der zusätzlichen Anwendung einer Vorwärtsregelung, mit der dieser Restfehler weitgehendst kompensiert wird.

Zwei solche Möglichkeiten zeigen die Bilder 5 und 6. Es handelt sich bei beiden Schaltungen um eine Kompensation der Eingangsspannungsschwankungen. Um Belastungsschwankungen zu kompensieren, kann man eine Schaltung nach Bild 7 verwenden. Es lassen sich auch beide Arten der Kompensierung (Spannungs- und Belastungsschwankungen) kombinieren, jedoch ist eine optimale Einstellung nach den angegebenen Schaltbeispielen nur für eine Kompensationsart möglich, das heißt, maximale Kompensierung der Spannungsschwankungen bei konstanter Last oder umgekehrt. Durch Kompensation wird durchschnittlich eine Erhöhung des Stabilisierungsfaktors um den Faktor 5 erreicht. In den Bildern sind Richtwerte für die erforderlichen Widerstände angegeben. Es wird die Verwendung von Regelwiderständen empfohlen, um ein Maximum der Kompensierung zu erreichen.

Einen sehr großen Einfluß auf die Stabilisierung üben auch Heizspannungsschwankungen aus. Obwohl jedoch eine Erhöhung der Heizspannung der Regelröhre ein Ansteigen der Verbraucherspannung verursacht, während diese durch Heizspannungsanstieg der Steuerröhre geringer wird, heben sich beide Wirkun-

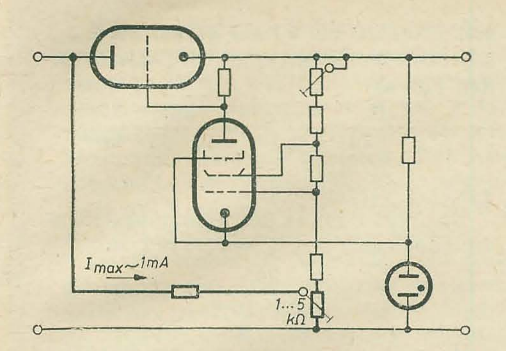


Bild 5: Stabilisierungsschaltung mit zusätzlicher Vorwärtsregelung zum Kompensieren der Eingangsspannungsschwankungen

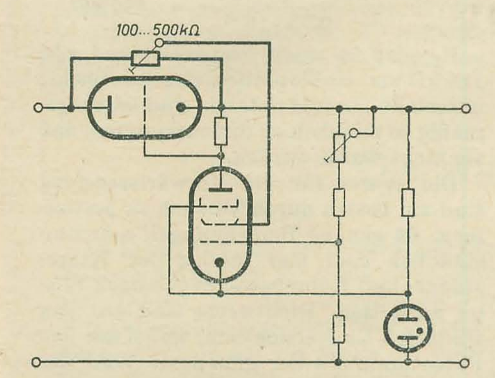


Bild 6: Eine weitere Stabilisierungsschaltung mit zusätzlicher Vorwärtsregelung zum Kompensieren von Eingangsspannungsschwankungen

gen nicht vollständig auf, da der Einfluß der Steuerröhre überwiegt.

Diese Änderungen lassen sich mit der Vorwärtsregelung ebenfalls kompensieren. Da die Kompensierung jedoch sofort auf Änderungen anspricht und sich die Heizspannungsschwankungen infolge der thermischen Trägheit des Heizfadens dagegen nur allmählich auswirken, tritt eine beträchtliche Verringerung der Regelgeschwindigkeit ein. Dieser Einfluß wird nur durch eine trägheitslose Stabilisierung der Heizspannungen beseitigt, während Verbesserungen durch besondere Schaltungen (Millerscher Kompensator) möglich sind, auf die hier aber nicht eingegangen werden soll.

Soll außer der Konstanthaltung auch noch eine Regelung der Verbraucherspannung erfolgen, dann wird der Widerstand R_1 (Bild 1) verändert. Dies hat gegenüber allen anderen Regelmöglichkeiten den Vorteil, daß die Schirmgitterspannung immer ihren niedrigen Wert behält. Der Querstrom durch den Spannungsteiler ist nicht kritisch (etwa 0,5 bis 1 mA). Da der erforderliche Regelbereich meist gegeben ist, muß bei der Dimensionierung beachtet werden, daß die Stabilisierung bei den Grenzwerten der Verbraucherspannung noch wirksam ist bzw. die Regelröhre nicht überlastet wird. Gegebenenfalls ist eine Umschaltung der Eingangsspannung vorzusehen.

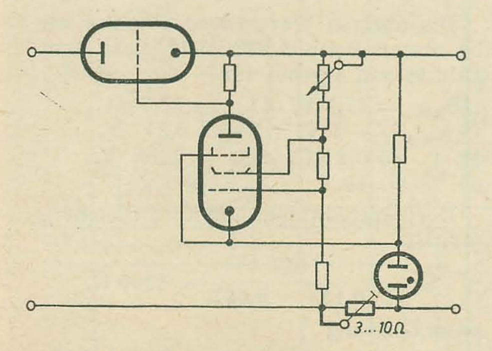


Bild 7: Prinzipschaltbild für eine Stabilisierung mit zusätzlicher Kompensation von Belastungsschwankungen

Wie bereits erwähnt, kann parallel zur Regelröhre ein Widerstand geschaltet werden. Es fließt dann ein Teil des Verbraucherstromes über diesen Widerstand, und die Regelröhre wird entlastet bzw. der maximale Verbraucherstrom kann erhöht werden. Das Ersatzschaltbild zeigt Bild 8, wobei $R_{Rö}$ den veränderlichen Widerstand der Regelröhre darstellt. Für den Verbraucherstrom gilt

$$I = I_{Rö} + I_w,$$

dabei ist

$$I_w = \frac{U_a}{R_p}. \quad (14)$$

Schwankungen des Verbraucherstromes ΔI_v müssen also, da sich hierbei U_a nicht wesentlich ändert, von der Regelröhre aufgenommen werden. Dem Minimalwert des Widerstandes bzw. dem Höchstwert des Verbraucherstromes sind durch folgende Bedingungen Grenzen gesetzt:

1. Bei $U_{e\,max}$ und $I_{v\,min}$ muß noch ein Strom durch die Röhre fließen, also
$$R_p > \frac{U_{a\,max}}{I_{v\,min}}.$$
2. Bei keinem Wert von U_e und $I_{v\,max}$ darf die Verlustleistung der Regelröhre überschritten werden:
$$N_{a\,max} \leq U_a \left(I_{max} - \frac{U_a}{R_p}\right).$$

Den günstigsten Widerstand findet man auch hier mit Hilfe des I_a—U_a-Kennlinienfeldes der Regelröhre. Auf der Ordinate der Anodenspannung Null wird I_{max} aufgetragen und von dort aus eine Gerade gezogen, die die Leistungsgrenzlinie tangiert. Der Schnittpunkt dieser Geraden mit der Gitterspannungsgrenzlinie (nach Bild 9) gibt auf der Abszisse die Spannung U_{a0} an, mit der $U_{e\,Nenn}$ und ΔU_e

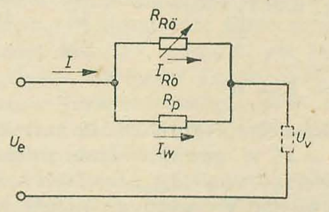


Bild 8: Ersatzschaltbild einer Stabilisierungsschaltung mit Parallelwiderstand zur Regelröhre

ermittelt werden. Parallel zur ersten Geraden wird eine um ΔI_v nach unten verschobene Gerade gezogen. Ihr Schnittpunkt mit der Abszisse $U_{a0} + \Delta U_e$ muß noch im Kennlinienbereich liegen. Der Widerstandswert errechnet sich zu

$$R_p = \frac{U_{a0}}{I_{max} - I_{Rö}}, \quad (15)$$

wobei $I_{Rö}$ die Ordinate im Punkt U_{a0} ist.

Beim Betrieb mit einem Parallelwiderstand muß stets eine Belastung mit $I_{v\,min}$ erfolgen, da sich sonst die Verbraucherspannung U_v unzulässig erhöht.

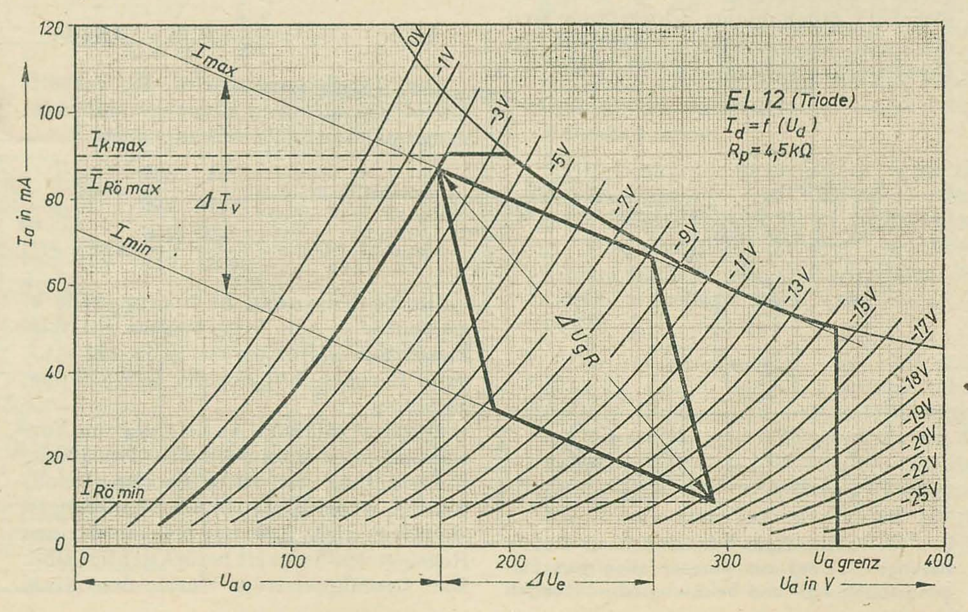
Berechnungsbeispiel 1

Gegeben sind

die Verbraucherspannung $U_v = 250$ V,
der max. Verbraucherstrom $I_{v\,max} = 60$ mA,
der min. Verbraucherstrom $I_{v\,min} = 30$ mA,
die max. Eingangsspannungsschwankung nach unten $\Delta U_{e-} = 15$ %,
die max. Eingangsspannungsschwankung nach oben $\Delta U_{e+} = 5$ %.

Zunächst wird die erforderliche Regelröhre bestimmt. Ihre zulässige Verlustleistung wird nach Gleichung (2) errechnet. Der erforderliche Wert für U_{a0} wird

Bild 9: I_a-U_a-Diagramm für die Berechnung einer Stabilisierungsschaltung mit Parallelwiderstand zur Regelröhre



zunächst überschlägig dem Bild 2 entnommen und ergibt etwa 150 V. Der genaue Wert wird erst nach endgültiger Wahl der Regelröhre ermittelt. Die erforderliche Leistung ist dann

$$N_{a\,max} \geqq 0{,}063 \left(150 + \frac{250 + 150}{1 - \frac{15}{100}} \cdot \frac{5 + 15}{100} \right)$$

$$= 15{,}4 \text{ W}.$$

Es wird die Röhre EL 12 mit einem $N_{a\,max} = 18$ W gewählt. Ihre zulässigen Grenzwerte von $I_{k\,max} = 90$ mA und $U_{g2\,max} = 350$ V werden nicht überschritten.

Die Eingangsnennspannung soll im folgenden

a) unter Berücksichtigung eines guten Wirkungsgrades und

b) unter Berücksichtigung eines hohen Stabilisierungsfaktors ermittelt werden.

Für den Fall a) ergibt sich die Eingangsnennspannung nach Gleichung (3), wobei jetzt U_a genau aus dem Kennlinienfeld der EL 12 mit 140 V (Bild 3) entnommen wird.

$$U_{e\,Nenn} = \frac{250 + 140}{1 - \frac{15}{100}} = 460 \text{V}.$$

Die Gesamtschwankung der Eingangsspannung ist damit nach Gleichung (1 b)

$$\Delta U_e = 460 \frac{5 + 15}{100} = 92 \text{ V} = \Delta U_a.$$

Aus dem Kennlinienfeld der EL 12 ergibt sich mit den errechneten Werten und einer Schwankung des Verbraucherstromes $\Delta I_v = I_{v\,max} - I_{v\,min} = 30$ mA eine erforderliche Gitterspannungsänderung $\Delta U_{gR} = 9$ V, $U_{gR\,min} = -2$ V, wobei ein Anstieg der Eingangsspannung infolge der Verringerung des Verbraucherstromes um 5% angenommen ist. Der genaue Wert dieses Anstieges ΔU_{gl} errechnet sich aus

$$\Delta U_{gl} = \Delta I_v \cdot R_{gl},$$

wobei R_{gl} der Gesamtinnenwiderstand des Gleichrichters ist. Im Interesse einer guten Stabilisierung soll er möglichst klein sein. Hochohmige Widerstände sind deswegen zu vermeiden, während ein Drosselspuleneingang vorteilhaft ist.

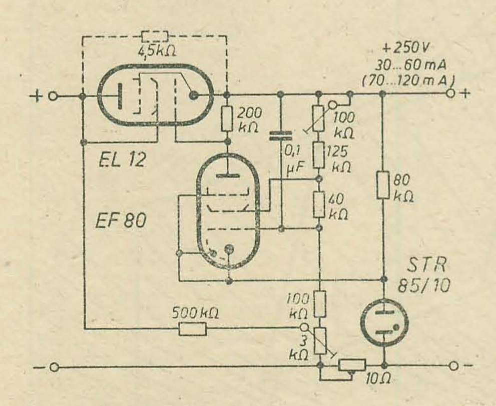


Bild 10: Vollständiges Schaltbild einer Stabilisierungsschaltung mit Kompensation von Eingangsspannungs- und Belastungsschwankungen

Für den Fall b) ergibt sich nach (4) die Eingangsnennspannung mit

$$U_{e\,Nenn} = \frac{250 + \frac{18}{0{,}063}}{1 + \frac{5}{100}} = 510 \text{ V}.$$

Die Gesamtschwankung der Eingangsspannung beträgt jetzt

$$\Delta U_e = 510 \frac{15 + 5}{100} = 102 \text{ V} = \Delta U_a.$$

Aus den Kennlinien wird damit eine Gitterspannungsänderung $\Delta U_{Rg} = 10$ V ermittelt, während die minimale Gitterspannung $U_{Rg\,min} = -4$ V ist.

Als Steuerröhre wird die steile Pentode EF 80 verwendet. Gleichfalls geeignete Röhren sind zum Beispiel die 6 AC 7, EF 14, EF 12 usw. Nach dem Kennlinienfeld der EF 80 wird als minimaler Anodenstrom 10 μA und als Schirmgitterspannung $\approx$ 30 V gewählt. Der Anodenwiderstand wird nach (5)

im Falle a)

$$R_a = \frac{2}{10 \cdot 10^{-6}} = 0{,}2 \text{ M}\Omega$$

und im Falle b)

$$R_a = \frac{4}{10 \cdot 10^{-6}} = 0{,}4 \text{ M}\Omega.$$

Beide Werte sind als Gitterableitwiderstände der EL 12 zulässig. Die Schwankungen des Anodenstromes betragen nach (6)

$$\text{bei a)} \quad \Delta I_a = \frac{9}{0{,}2 \cdot 10^6} = 45\ \mu\text{A},$$

$$\text{bei b)} \quad \Delta I_a = \frac{10}{0{,}4 \cdot 10^6} = 25\ \mu\text{A},$$

womit sich die Änderung der Steuergitterspannung der EF 80 aus den Kennlinien ermitteln läßt, und zwar für

a) mit $\Delta U_{gS} = 0{,}3$ V und
b) mit $\Delta U_{gS} = 0{,}21$ V.

Als Vergleichsspannung wird ein Stabilisator StR 85/10 wegen seiner guten zeitlichen Konstanz gewählt.

Die erforderliche Änderung der Ausgangsspannung ist

$$\text{bei a)} \quad \Delta U_v = \frac{250}{85} \cdot 0{,}3 = 0{,}88 \text{ V},$$

$$\text{bei b)} \quad \Delta U_v = \frac{250}{85} \cdot 0{,}21 = 0{,}62 \text{ V}.$$

Der Stabilisierungsfaktor, das Verhältnis der prozentualen Eingangs- und Ausgangsspannungsschwankungen, ist

$$\text{im Falle a)} \quad \sigma = \frac{92}{0{,}88} \cdot \frac{250}{460} = 57,$$

$$\text{im Falle b)} \quad \sigma = \frac{102}{0{,}62} \cdot \frac{250}{510} = 81.$$

Die Stabilisierung ist also im Falle b) gegenüber a) um 41% besser, der Wirkungsgrad allerdings von 0,55 auf 0,47, ohne Berücksichtigung der Heizleistung, gesunken.

Durch zusätzliche Anwendung der Vorwärtsregelung kann noch eine etwa 5fache Verbesserung der Stabilisierung erreicht werden, wobei Heizspannungsänderungen allerdings nicht bzw. nur bei einer kleinen Regelgeschwindigkeit berücksichtigt sind. Der Grundquerstrom durch den Stabi soll etwa 30 bis 50mal größer als $I_{a\,max}$ sein. Der Vorwiderstand wird damit für den Fall a)

$$R_v = \frac{U_v - U_{vergl}}{40 \cdot I_{a\,max}} = \frac{250 - 85}{40 \cdot 55 \cdot 10^{-6}}$$

$$= 75 \text{ k}\Omega,$$

gewählt werden 80 kΩ.

Die Widerstände des Spannungsteilers errechnen sich mit $I_q = 0{,}75$ mA zu:

$$R_2 = \frac{U_{g2}}{I_q} = \frac{30}{0{,}75 \cdot 10^{-3}} = 40 \text{ k}\Omega,$$

$$R_3 = \frac{U_{vergl}}{I_q} = \frac{85}{0{,}75 \cdot 10^{-3}} = 110 \text{ k}\Omega,$$

$$R_1 = \frac{U_v - (U_{g2} + U_{vergl})}{I_q}$$

$$= \frac{250 - (30 + 85)}{0{,}75 \cdot 10^{-3}} = 180 \text{ k}\Omega.$$

R_1 wird in einen Festwiderstand von 125 kΩ und ein Potentiometer von 100 kΩ unterteilt. Die Widerstände sind leistungsmäßig so reichlich zu dimensionieren, daß sie nicht warm werden.

Die Werte für die Vorwärtsregelung sind am besten durch Versuch zu bestimmen, da genaue Berechnungen sehr umständlich sind und infolge der Widerstands- und Röhrenstreuungen doch Fehler aufweisen. Richtwerte sind aus den Bildern 5 bis 7 ersichtlich, wobei mit den Potentiometern der günstigste Wert der Kompensierung eingestellt werden kann.

Berechnungsbeispiel 2

Der Verbraucherstrom soll auf max. 120 mA und min. 70 mA unter Beibehaltung der übrigen Werte und der Röhre EL 12 geändert werden. Um diesen Strom ausregeln zu können, muß ein Widerstand parallel zur Regelröhre geschaltet werden, um eine Überlastung dieser Röhre zu vermeiden.

Zunächst wird im I_a—U_a-Kennlinienfeld der EL 12 eine Tangente an die Leistungsgrenzlinie gezogen (Bild 9), die die Ordinate bei $I_{max} = 123$ mA schneidet. Der auf die Abszisse gelotete Schnittpunkt der Tangente mit der Kennlinie der minimalen Gitterspannung von —2 V ergibt den benötigten Wert $U_{a0} = 168$ V. Die Eingangsnennspannung wird wieder nach Gleichung (3) errechnet.

$$U_{eNenn} = \frac{250 + 168}{1 - \frac{15}{100}} = 490 \text{ V}.$$

Die Schwankung der Eingangsspannung ist nach (1 b)

$$\Delta U_e = 490 \frac{5 + 15}{100} = 98 \text{ V}.$$

Die übrigen Werte werden weiter wie im ersten Beispiel ermittelt (siehe auch Bild 9) und ergeben für

$\Delta U_{gR} = 14{,}5$ V, $\Delta I_a = 72{,}5\ \mu$A,
$U_{gR\,min} = -2$ V, $\Delta U_{gS} = 0{,}37$ V,
$R_a = 0{,}2$ MΩ, $\Delta U_v = 1{,}09$ V.
$\sigma = 46.$

Der Parallelwiderstand nach Gleichung (15) ist

$$R_p = \frac{168}{0{,}123 - 0{,}087} \approx 4500\ \Omega,$$

seine Leistung

$$N_{Rp} = \frac{(U_{a0} + \Delta U_e)^2}{R_p} = \frac{(168 + 98)^2}{4500}$$

$$= 15{,}8 \approx 16 \text{ W}.$$

Zusammenfassung

Auf Grund des besonderen Interesses an elektronischen Spannungskonstanthaltern wurde eine Methode aufgezeigt, die eine einfache Dimensionierung rückwärts geregelter Spannungskonstanthalter mit Hilfe der Röhrenkennlinien ermöglicht. Bei der Festlegung der Eingangsnennspannung kann entweder von einem max. Wirkungsgrad oder einer höchstmöglichen Stabilisierung bei etwas geringerem Wirkungsgrad ausgegangen werden.

Der VEB Technisch-Physikalische Werkstätten, Thalheim, fertigt verschiedene Typen elektronischer Konstantgleichrichter für Gleichspannungen von 200 bis 400 V, max. Gleichstrom 180 mA, 40 bis 400 V, max. Gleichstrom 200 mA und 300 bis 3000 V, max. Gleichstrom 200 mA. Die Konstanz der Gleichspannungen beträgt bei +10 und —15 % Netzspannungsschwankungen 0,5 %, bei Lastschwankungen zwischen Null und Vollast liegt sie bei 1 %. Für die Brummspannung werden etwa 0,1 % angegeben.

Literatur

[1] Kußl, Konstante Gleichspannungen, Elektrotechnik Nr. 3 (1947).
[2] Funktechnische Arbeitsblätter Re 11.
[3] Masel, Gleichrichter und Spannungsregler, Seite 65, Fachbuchverlag Leipzig.

Weitere Literaturhinweise

H. Günther, Stabilisierung von Gleichspannungen, Funk und Ton Nr. 3 (1951).
L. Brück, Das stabilisierte Netzgerät, Funk und Ton Nr. 4 (1949).
Deike, Elektronisch stabilisierte Gleichspannungsquellen, radio mentor Nr. 12 (1952).
Lindenhovius, Ein Netzanschlußgerät mit stabilisierter Spannung, Philips' Techn. Rundschau Nr. 2 (1941).
Trigg, Voltage Stabilization with Series Valve Controle, Elektronic Engineering, Juni 1953.
Benson, Voltage Stabilizers, Seite 53.
Pfeifer, Elektronisch geregeltes Netzgerät, Funktechnik Nr. 12 (1955).

Ing. KURT LANGHANS

Die Elektromedizin im Wandel der Zeit

Unter dem Begriff Elektromedizin verstehen wir die Lehre von den Beziehungen zwischen der Elektrizität und dem menschlichen Körper. Schon um die Zeitenwende, als die Elektrizität im heutigen Sinne noch gar nicht bekannt war, nutzten die Menschen die Heilwirkung des elektrischen Stromes unbewußt aus. Im alten Rom wurden bereits um die Zeitenwende Rheumatiker und von Krämpfen befallene Kinder durch die elektrischen Schläge des Zitterwels geheilt.

Daß die Heilwirkung auf den elektrischen Strom zurückzuführen war, den einige Fischarten im Wasser erzeugen können, erkannten die Heilkundigen der damaligen Zeit allerdings noch nicht, sie schrieben die Heilerfolge deshalb einer übernatürlichen Kraft zu, die der Zitterwels besitzen sollte.

Erst im 18. Jahrhundert, nachdem die Menschen gelernt hatten, galvanische Elektrizität in beliebiger Menge zu erzeugen, wurde der elektrische Strom bewußt für medizinische Zwecke angewendet. Durch die Verwendung galvanischer Batterien wurden die Heilkundigen von der tierischen Elektrizität unabhängig und konnten außerdem durch entsprechende Schaltung mehrerer Elemente die elektrische Spannung und damit die Stromstärke regeln. Jedoch benutzten nur wenige Ärzte die Heilwirkung des elektrischen Stromes, da es noch keine wissenschaftliche Erklärung dafür gab und viele Ärzte den Pionieren auf dem elektromedizinischen Gebiet keinen Glauben schenkten.

Erst in den letzten Jahren des 18. Jahrhunderts und am Anfang unseres Jahrhunderts entstanden die Voraussetzungen für eine wissenschaftliche Erklärung der elektrischen Wirkungen und Erscheinungen der Medizin. Das Wesen des Elektronenstromes und besonders des Ionenstromes war in befriedigendem Maße erforscht worden. Mit empfindlichen Meßgeräten konnte man nachweisen, daß der menschliche Körper selbst sogenannte gewebseigene Ströme erzeugt. Die Vermutung lag nahe, daß der menschliche Körper in seiner gesamten Tätigkeit von elektrischen Strömen gesteuert wird. Das Nervensystem wurde als ein System von elektrischen Leitungen erkannt.

Das spezielle Wissensgebiet der Elektromedizin wird meist in die drei Hauptteile Elektrodiagnostik, Elektrotherapie und Elektropathologie gegliedert. Der Begriff Elektrodiagnostik umfaßt alle Maßnahmen des Arztes, mit Hilfe der Elektrizität bestimmte Krankheiten zu erkennen, zum Beispiel die Funktionsprüfung bestimmter Nerven durch elektrische Reize oder das Messen der Schrecksekunde.

Der Begriff Elektrotherapie umfaßt alle Anwendungen der Elektrizität, die der Heilung bereits erkannter Krankheiten dienen. Darunter fällt die Bekämpfung von Lähmungen durch Stromimpulse ebenso wie das Durchwärmen von Körperteilen mit Hochfrequenzströmen bei rheumatischen Erkrankungen.

Die Elektropathologie ist die Lehre von den Einwirkungen der Elektrizität auf den menschlichen Körper, die gesundheitliche Schäden oder den Tod zur Folge haben.

In den letzten Jahrzehnten nahm die Elektromedizin einen gewaltigen Aufschwung. Elektrisierapparate, elektrische Bäder, Höhensonnen, Hochfrequenzheilgeräte und viele andere elektromedizinische Apparate erhielten ihren Platz in den Behandlungszimmern der Ärzte. Im kapitalistischen Wirtschaftssystem ergab sich dabei folgende typische Konjunkturerscheinung: Der bekannte Wunderdoktor Zeileis, dessen Erfolge größtenteils auf Suggestion beruhten, verwandte zur Behandlung seiner Patienten einen großen Teslaapparat. Der sehr schwache und fast wirkungslose Strom dieses Apparates (einige millionstel Ampere) zeigt durch seine hohe Spannung (einige 100 000 Volt) besonders auffällige Effekte. Die Patienten wurden von den leuchtenden Strahlenbüscheln und den prickelnden Funken, die der Wunderdoktor an den kranken Stellen in den Körper schickte, stark beeinflußt, und in den meisten Fällen trat durch den bedingungslosen Glauben der Patienten eine Heilung ein. Dies nützten die konjunkturwitternden Fabrikanten aus und bauten in den dreißiger Jahren Hochfrequenzheilgeräte nach dem Teslaprinzip in allen Größen und Preislagen. Obwohl diese Geräte, wissenschaftlich betrachtet, nur geringe Heilerfolge versprachen, machten die Fabrikanten damit infolge der Zeileisreklame mehrere Jahre hindurch Bombengeschäfte.

Die Heilwirkung der heute bei uns angewendeten Geräte der Elektromedizin ist wissenschaftlich begründet oder beruht auf eindeutigen Erfahrungswerten. Es seien hier nur einige aus der großen Zahl der in der Elektromedizin verwendeten Geräte angeführt.

Die größte Verbreitung hat die indirekte Anwendung der Elektrizität in der Medizin gefunden. Wer kennt nicht die Höhensonne, ein Gerät, in dem die Elektrizität nur zum Erzeugen der ultravioletten Strahlung dient. Durch künstliche Höhensonnenbestrahlung werden Heilerfolge bei Hautkrankheiten, Haarausfall, Ischias und verschiedenen Tuberkulosearten bis zur Skrofulose und Rachitis erzielt. Auch bei den Röntgengeräten wird die Elektrizität indirekt angewendet. Weitere Anwendungsgebiete sind die Infrarotbestrahlung und die Glühlichtbestrahlung, die hauptsächlich bei furunkulösen Erkrankungen in Frage kommen.

Es wurden aber auch viele spezielle Heilverfahren entwickelt, bei denen Gleichstrom, Netzwechselstrom oder auch Hochfrequenzströme den Körper direkt durchfließen. — Zum Beispiel wird bei der früher als unheilbar geltenden Schizophrenie, einer verbreiteten Geisteskrankheit, durch eine Elektroschockbehandlung in 60% aller Fälle Heilung oder zumindest Besserung erzielt. Um den heilsamen Elektroschock zu erzeugen, wird ein Strom von 180 bis 300 mA bei einer Spannung von 80 bis 150 V und einer Frequenz von 50 Hz für Bruchteile von Sekunden von einer Schläfe zur anderen quer durch das Gehirn geleitet. Dieser für das Gehirn ungewöhnlich starke Strom versetzt den Patienten sofort in einen heilsamen Krampfzustand. Weit mehr Patienten kommen natürlich mit weniger gewaltsamen Behandlungsmethoden in Berührung. Als Beispiel sei hier die Ultrakurzwellentherapie erwähnt. Bei diesem Verfahren werden starke Hochfrequenzströme durch den Körper geschickt, die

ohne jede Reizwirkung die gewünschten Körperteile innerlich durchwärmen. Geräte zur Erzeugung der kurzwelligen Elektroenergie stehen in der Deutschen Demokratischen Republik jedem Arzt zur Verfügung. Die Heilanzeigen der Ultrakurzwellenbehandlung sind sehr vielseitig. Fast alle rheumatischen Erkrankungen können damit behandelt werden. Auch bei Erkrankungen von Leber und Niere sowie der Unterleibsorgane werden Ultrakurzwellen erfolgreich angewendet.

Es würde zu weit führen, auf alle Anwendungsgebiete der Elektromedizin eingehen zu wollen. Die Entwicklung ist hier noch lange nicht abgeschlossen. Besonders die Anwendung des Ultraschalles, der gegenwärtig hauptsächlich bei Neuralgien eingesetzt wird, steckt noch in den Kinderschuhen.

Die Polikliniken sowie alle übrigen sanitären Einrichtungen in der Deutschen Demokratischen Republik werden in steigendem Maße mit elektromedizinischen Einrichtungen ausgerüstet. Um für Industrie und Forschung auf dem Gebiet der Elektromedizin mehr und bessere Nachwuchskräfte zu erhalten, wurde an der Fachschule „Fritz Selbmann" in Mittweida die spezielle Fachrichtung Elektromedizin eingerichtet, und in absehbarer Zeit können theoretisch gut vorbereitete und spezialisierte Ingenieure für Elektromedizin ihre praktische Tätigkeit zum Wohle der Volksgesundheit aufnehmen.

WERNER TAEGER

Schaltungseinzelheiten der neuen Fernsehempfänger

In der Gegenwart nimmt unter den vielen Anwendungsgebieten der Funktechnik das Fernsehen einen hervorragenden Platz ein. Als man vor etwa fünfundzwanzig Jahren daran ging, elektronisch arbeitende Geräte neben den mechanisch arbeitenden Apparaturen einzusetzen, war noch nicht abzusehen, daß sich das Fernsehen in verhältnismäßig so kurzer Zeit bis zu den jetzt vorliegenden Ergebnissen entwickeln würde, obwohl die Entwicklungsarbeiten durch den zweiten Weltkrieg zum Teil unterbrochen werden mußten.

Der folgende Beitrag soll einen Überblick über den Stand der Schaltungstechnik moderner Fernsehempfänger geben.

In RADIO UND FERNSEHEN Nr. 8 (1955), Seite 229 berichteten wir bereits über die Fortschritte im Bau von Fernsehempfängern. Die Summe der Verbesserungen an Einzelheiten ist überraschend, und die schaltungstechnischen Verfeinerungen tragen in ihrer Gesamtheit zu einer weiteren Empfindlichkeitssteigerung der Empfänger und zur Stabilität und Störimmunität des übertragenen Bildes bei, so daß es sich lohnt, näher darauf einzugehen.

Eingangsteil

Die eigentliche Abstimmeinheit, der Tuner, ist bei der Mehrzahl der diesjährigen Empfänger als Trommelschalter ausgebildet, und die Eingangsstufe ist stets mit der verzögert geregelten PCC 84 in Kaskodeschaltung bestückt. Während man aber teilweise noch an der Leistungsanpassung zwischen Antenne und Eingang der KB-Stufe der PCC 84 wegen der Reflexionsfreiheit festhält, bevorzugen andere Entwickler einen Kompromiß zwischen Leistungs- und Rauschanpassung. Das trägt wesentlich zum Verkleinern der kT_0-Zahl des Tuners bei und führt unter vorsichtiger Bemessung der Rauschanpassung noch nicht zu nennenswerten Reflexionserscheinungen auf der Antennenzuleitung.

Um ein Eindringen von Ausstrahlungen fremder Störer im und in der Nähe des ZF-Bandes zu verhindern, befindet sich im Antenneneingang der meisten Geräte ein Breitbandsperrfilter (Bild 1). Gewöhnlich ist eins der Filter auf die Sollfrequenz von Diathermiegeräten abgestimmt, weil sich diese Geräte als besonders hartnäckige Störer gezeigt haben. Ein großer Teil der Entwicklungsarbeit wird der Temperaturkompensation und der Stabilisierung der Schwingspannung des Mischoszillators gewidmet. Mit dieser Maßnahme werden das Weglaufen des Oszillators durch die Erwärmung im Betrieb und die unangenehmen Folgeerscheinungen von Netzspannungsschwankungen ganz erheblich verringert.

Bild 1: Breitbandsperrfilter im Antenneneingang (Graetz; Mandarin „F 20/56")

Zwischenfrequenz

Für die Zwischenfrequenz hat sich fast überall der hohe Wert von 38,9 MHz für den Bildträger (Ton 33,4 MHz) durchgesetzt. Die Gründe, die gerade zur Wahl von 38,9 MHz geführt haben, sind bekannt: Bei dieser ZF ergeben sich auf allen Kanälen oberwellenfreie Bilder und eine hohe Spiegelfrequenzsicherheit. Je höher außerdem das Verhältnis $\frac{f_0}{B}$ (Bandmittenfrequenz zu Bandbreite) ist, um so geringer wird die Unsymmetrie in der Kurve für die Gruppenlaufzeit. Letzteres ist sehr wesentlich, da das Auge viel empfindlicher für Phasenverzerrungen ist als das Ohr. Da die Bandbreite des ZF-Verstärkers durch die Norm festliegt, läßt sich das Verhältnis $\frac{f_0}{B}$ nur erhöhen, indem man die Bandmittenfrequenz, eben die ZF, vergrößert. Der ZF-Verstärker ist zwei-, drei- oder vierstufig. Es werden auch Fernsehempfänger, die sonst gleich sind, mit einem zweistufigen bzw. mit einem vierstufigen ZF-Verstärker hergestellt; der erste Typ wird als Regional-, das heißt Bezirksempfänger, der zweite als Fernempfänger angeboten. Es ist einleuchtend, daß ein Gerät mit einem zweistufigen ZF-Verstärker wesentlich billiger hergestellt werden kann. In der Nähe eines Fernsehsenders (etwa 50 km Radius) genügt ein Regionalempfänger vollauf allen Ansprüchen, die an eine gute Bildwiedergabe gestellt werden können. In den Gegenden allerdings, die in weiterer Entfernung von einem Fernsehsender liegen, kommt nur ein Gerät mit einem vierstufigen ZF-Verstärker in Betracht. Bei den meisten Fernsehempfängern ist der vierstufige ZF-Verstärker die Norm; bei diesem werden allgemein die ersten drei Stufen geregelt. Die letzte ZF-Stufe ist nicht an die Regelleitung angeschlossen, um einen möglichst großen Aussteuerbereich der letzten Verstärkerröhre zu erhalten. Zur Kopplung zwischen den einzelnen Stufen des Verstärkers werden stets Bifilarübertrager verwendet, die eine Betonung der Störspitzen durch die früher angewandten RC-Kopplungsglieder vermeiden. Bei einem vierstufigen ZF-Verstärker erhalten die Röhren der zweiten und dritten Stufe eine Grundvorspannung durch überbrückte Katodenwiderstände, um den vollen Regelumfang dieser Röhren ausnutzen zu können.

Auffällig ist bei der Mehrzahl der diesjährigen Fernsehempfänger der hohe Aufwand an Fallen und Saugkreisen im ZF-Verstärker. Die an sich schon scharfen postalischen Bedingungen in Westdeutschland für die Nachbarkanaldämpfung werden meistens nicht nur erfüllt, sondern weit überschritten. Es sind in Einzelfällen bis zu sechs Fallen für die Bedämpfung des Eigenbild- und Tonträgers und der benachbarten Bild- und Tonträger vorgesehen. Die nutzbare Videobandbreite liegt dann immer noch in der Nähe von 5 MHz.

Demodulator und Videoverstärker

Um zu vermeiden, daß Oberwellen der eigenen ZF wieder auf den Empfängereingang gelangen und dort mit dem Bildträger des gerade empfangenen Kanals eine Differenzfrequenz erzeugen, ist der Diodenkreis und die halbe Röhrenfassung der letzten ZF-Röhre in einem besonders abgeschirmten Behälter untergebracht. Auf Grund der Tatsache, daß eine Germaniumdiode eine wesentlich kleinere Eigenkapazität als eine Röhrendiode aufweist, findet man bei den neuen Fernsehern fast ausschließlich Ge-Dioden als

Bilddemodulator. An die Diode ist der nur noch einstufige Videoverstärker galvanisch angekoppelt (Bild 2). Die Kontrastregelung wird fast ausnahmslos dadurch vorgenommen, daß man den Katodenwiderstand der Videoendröhre ändert, womit gleichzeitig ein Verlagern des Arbeitspunktes und ein Ändern der Gegenkopplung erreicht wird. Außerdem bleibt bei dieser Art der Regelung die Lautstärke im Tonteil unbeeinflußt, falls das Auskoppeln des Tones gleich hinter der Diode erfolgt. Auch die Kippeinrichtungen erhalten unabhängig von der Kontrasteinstellung die volle Synchronisierspannung.

Will man die Videoendstufe mit zur Verstärkung der Tondifferenzfrequenz und des Impulsgemisches heranziehen, ist es unzweckmäßig, Tonträger und Impulsgemisch zusammen mit der Spannung für die Bildröhrenaussteuerung an einem Punkt des Anodenkreises der Videoröhre abzunehmen. Beim Verringern des Kontrastes werden dann nämlich gleichzeitig die Spannungen für die Ton-DF- und die Impulsabtrennung herabgesetzt. Die Schaltung im Bild 3 vermeidet diesen Nachteil durch eine neuartige Form der Kontrasteinstellung. Die Spannung für die Bildröhre wird hier an einem Abgriff des Außenwiderstandes der Videoröhre, der als Potentiometer ausgeführt ist, abgenommen, während die Ton-DF und das Impulsgemisch mit der vollen Anodenwechselspannung der Videoröhre zum Tonverstärker bzw. Impulssieb weitergeleitet werden. Auf diese Weise ist es möglich, den Kontrast durch Hand- bzw. automatische Regelung auf dem richtigen Wert zu halten. Den Ton und die Impulse kann man davon unabhängig mit der Spannung entnehmen, die der vollen

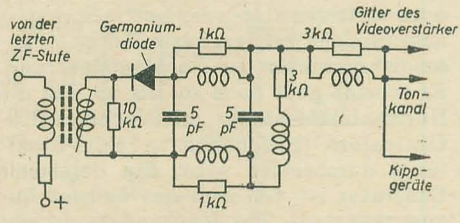


Bild 2: Galvanische Ankopplung des Videoverstärkers an den Demodulator. Zu beachten ist das komplizierte Entzerrernetzwerk zwischen Videogleichrichter und Bildverstärker („FET 517" und „FES 521" der Firma Nora)

Durchsteuerung der Videoröhre entspricht. Das ist besonders für die Störunterdrückung sehr günstig, denn die Störspitzen werden um so wirksamer beschnitten, je näher die Nutzwechselspannungen — also die Synchronisierimpulse und der FM-Ton — an den Kennlinienknick heranreichen. Aus diesem Grunde ist auch die Regelspannung, die ebenfalls hinter der Videoröhre abgenommen wird, störunempfindlich, obwohl sie durch einfache Gleichrichtung gewonnen wird. Zum Erzeugen der Regelspannung wird kein zusätzlicher Aufwand benötigt; das Gitter der Abtrennröhre stellt einen Spitzenspannungsgleichrichter für die Impulse dar, und die erforderliche Regelspannung steht an einem Abgriff des

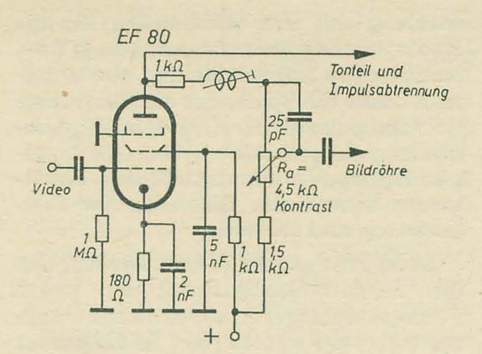


Bild 3: Kontrastregelung bei den Fernsehempfängern der Firma Krefft

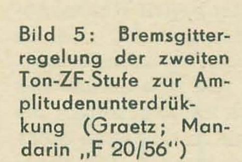
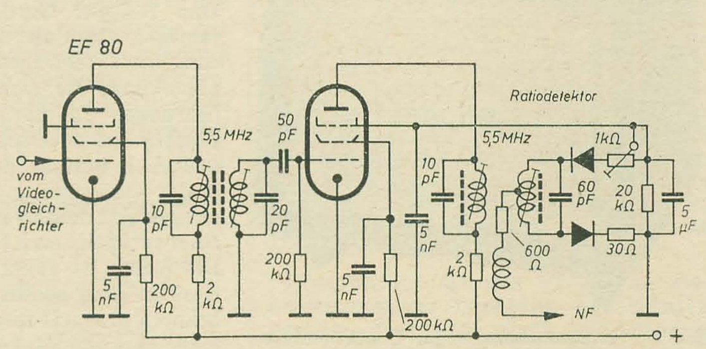


Bild 5: Bremsgitterregelung der zweiten Ton-ZF-Stufe zur Amplitudenunterdrükkung (Graetz; Mandarin „F 20/56")



Gitterwiderstandes der Abtrennröhre zur Verfügung.

Wiederherstellen des Schwarzwertes

Eine volle Wiedereinführung des Schwarzpegels findet man in keinem Empfänger mehr. Das hätte auch den Nachteil, daß die mittlere Bildhelligkeit abnimmt, wenn bei einer Feldstärkeschwankung oder aus einem anderen Grunde die Modulation geringer wird. Es kann sich also nur darum handeln, den Schwarzpegel teilweise wiederherzustellen oder ihn vollständig zu unterdrücken. Der Vorteil einer teilweisen Schwarzwertwiedereinführung ist die Unabhängigkeit im Bedienen des Helligkeits- und des Kontrastreglers. Bild 4 zeigt, wie man die etwa 25%ige Schwarzwertsteuerung durch eine besondere Einstellung des Arbeitspunktes der Videoendröhre mittels einer RC-Kombination in der Katodenleitung erreichen kann.

Tonteil

Selbstverständlich gehört zur hervorragenden Bildwiedergabe auch ein ausgezeichneter Tonteil mit bester Tonqualität. Man findet daher heute nur noch zweistufige DF-Verstärker mit hoher Ver-

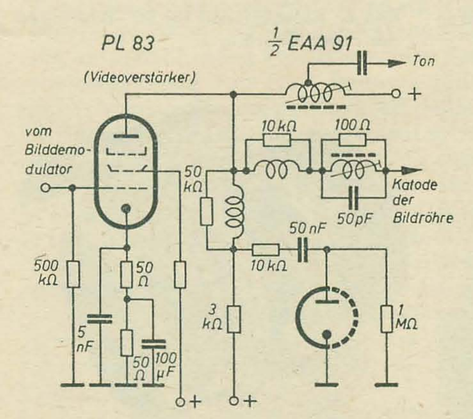


Bild 4: Schwarzpegeldiode und RC-Kombination in der Katodenleitung der Bildendstufe (Nordmende)

stärkungsreserve, die es auch ermöglicht, den Tonträger bereits hinter dem Bildgleichrichter und nicht erst hinter der Videoendstufe auszukoppeln (Bild 2). Diese Schaltungsart hat den Vorteil, daß keine Tonstörungen, zum Beispiel Intercarrierbrumm, durch gelegentliches Übersteuern der Bildendstufe infolge der unvermeidlichen Kennlinienkrümmung auftreten können. Viel Sorgfalt wird auf eine gute Amplitudenbegrenzung im DF-Verstärker gelegt. Man findet bei einigen Fabrikaten eine Regelung des Bremsgitterserd zweiten Ton-Stufe (Bild 5) und erreicht damit eine ausgezeichnete Unterdrückung jeglicher Amplitudenmodulation im Tonkanal. Damit man ein Optimum an Störbefreiung erreicht, ist der Ratiodetektor entsprechend ausgelegt und so abgeschirmt, daß an keiner Stelle die Differenzfrequenz von 5,5 MHz austreten kann. Die Tonwiedergabe der neuen Fernseher hat sich allgemein erheblich verbessert. Durch die wesentlich größeren Gehäuse gegenüber den Rundfunkempfängern ist es möglich, mehrere große Seitenlautsprecher neben dem frontseitigen Tieftonlautsprecher anzubringen; das Zusammenschalten der Lautsprecher erfolgt stets nach den Gesichtspunkten des 3-D-Raumklanges. Einige Firmen verzichten auf einen Frontlautsprecher und verlegen den oder die Lautsprecher und sämtliche Bedienungsorgane an die Gehäuseseiten. Man kommt damit zu einem extrem kleinen Gehäuse, dessen Vorderfront gewissermaßen nur noch den Rahmen zum Bildschirm abgibt (Bild 6).

Bildröhre und Ablenkstufen

Bei einigen Spitzengeräten sind „Mammut"-Bildröhren mit 62 oder gar 72 cm Bildschirmdiagonale eingebaut, deren Kolbenlänge aber trotzdem kleiner als bei den bisher größten, den 53-cm-Bildröhren, gehalten werden konnte. Hierbei ist jedoch reiflich zu überlegen, ob Empfänger mit derartigen Röhren für normale Wohnräume geeignet sind, da man immerhin ein so großes Bild aus einer gewissen Entfernung betrachten muß. Bei diesen Röhren wird die neue 90°-Ablenktechnik angewendet, die gegenüber der bisher üblichen 70°-Ablenkung eine Kolbenverkürzung von fast 20% zur Folge hat (Bild 7). Erst diese neue Ablenktechnik ermöglichte es, mit den Großröhren zu vernünftigen Gehäuseabmessungen zu gelangen. Es leuchtet ein, daß der größere Ablenkwinkel wesentlich andere Ablenkspulensysteme und kräf-

tigere Endstufen der Kippeinrichtungen erfordert (Bild 8). Die Röhrenindustrie ist den an sie gestellten Anforderungen insofern schnell nachgekommen, als sie für die Horizontalendstufe eine neue Endröhre mit der Bezeichnung PL 36 geschaffen hat, die mit 10 W belastet werden kann. Eine neue Kombinationsröhre

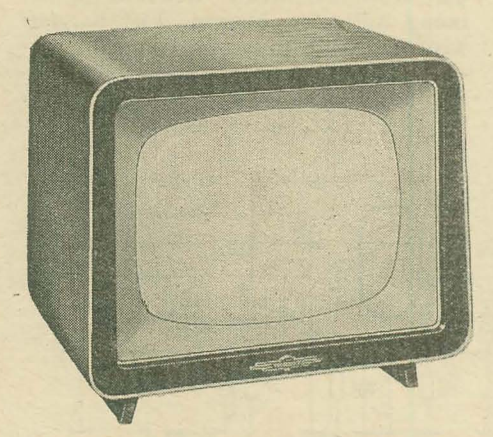


Bild 6: Fernsehtischempfänger Continental-Imperial 517 mit einer 43-cm-Bildröhre. Tuner für die Dezibänder IV und V einsetzbar; 15 Röhren, 6 Ge-Dioden und Sinusgenerator für die Horizontalablenkung

PCL 82 läßt sich ebenfalls für Weitwinkelablenkung bei 53- und 62-cm-Bildröhren anwenden.

Die Vertikalablenkspulen für die 90°-Bildröhren sind als Toroidspulen gewickelt, wobei als Kern ein Ferritring dient. Die Spulen für die Horizontalablenkung sind als Sattelspulen ausgeführt, um die erforderliche große Spulenlänge zu erhalten. Die Fokussierung erfolgt durch zwei radialmagnetisierte Ferroxdureringe; die Bildzentrierung geschieht mit Hilfe eines geschlitzten Weicheisenringes, der auf dem Röhrenhals verschiebbar angeordnet ist.

Vollkommen neu entwickelt wurde der Horizontalablenktransformator für Geräte, die mit 90°-Bildröhren bestückt sind (Bild 9); das ist schon im Hinblick auf die erforderliche hohe Beschleunigungsspannung von 17 bis 20 kV notwendig. Der Transformator besitzt einen geschlossenen Ferritkern, auf dem die Wicklungen untergebracht sind. Auf dem oberen Schenkel befindet sich die in Isoliermasse eingegossene Hochspannungswicklung mit den Anschlüssen für die Hochspannungsgleichrichterdiode DY 80, darunter die Primärwicklung und unterhalb dieser die Spule, der die Phasenvergleichsimpulse für die Horizontalfrequenzregelung entnommen werden. Zwei weitere Hilfsspulen mit einstellbaren Ferritkernen dienen zum Einstellen der Bildgeometrie und Bildhöhe.

Es ist ganz allgemein festzustellen, daß die Zeilentransformatoren der neuen Fernsehempfänger in wesentlichen Punkten verbessert worden sind. So verwendet zum Beispiel Nordmende in den diesjährigen Geräten eine Standardausführung des Übertragers für die Horizontalablenkung, die sich von früheren Ausführungen in der Schaltung und im Platzbedarf unterscheidet (Bild 10). Rein äußerlich besteht der Hauptunterschied in der Verwendung der neuen Hochspannungsgleichrichterröhre EY 86, die in einer sprühsicheren Röhrenfassung steckt. Die Röhre ist daher wie jede andere des Gerätes ganz einfach auswechselbar, sie braucht also mit ihren Anschlüssen nicht mehr herausgelötet zu werden. Die ebenfalls an der Baueinheit untergebrachten Röhren PL 81 (Vertikalendröhre) und PY 81 (Boosterdiode) stehen auf einer um 30° schräg gestellten Grundplatte, um eine bessere Wärmeableitung und einen genügenden Schutzabstand von der Hochspannungsdiode zu erzielen. Bei dem neuen Typ fällt die bei den früheren Ausführungen der Horizontaltransformatoren vorgesehene Zusatzspule zur Kompensierung störender Oberwellen fort. Man erreicht jetzt den gleichen Effekt, indem die Hochspannungswicklung mit einem Ende an der Katode der Boosterdiode PY 81 angeschlossen ist, wodurch die Streuinduktivitäten im Transformator besonders günstig verteilt werden und eine saubere und schwingungsfreie Impulsform erreicht wird. Man verwendet in zunehmendem Maße vor den Kippgeräten störaustastende Amplitudensiebe, die gewöhnlich mit der Röhre EH 90 bestückt sind. Dadurch wird ein Passieren starker Störimpulse und ein Blockieren der Impulsabtrennstufe sicher vermieden. In den meisten Fällen folgt auf das störaustastende Amplitudensieb eine galvanisch gekoppelte Phasenumkehrröhre, die ebenfalls als Amplitudensieb wirkt und noch vorhandene Reste des Bildsignals unterdrückt.

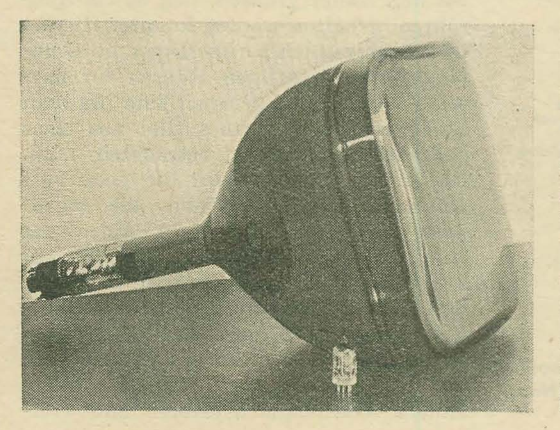


Bild 7: 90°-Weitwinkelbildröhre der Firma Telefunken

Bild 8: Ablenkeinheit für 90°-Bildröhren der Firma Grundig

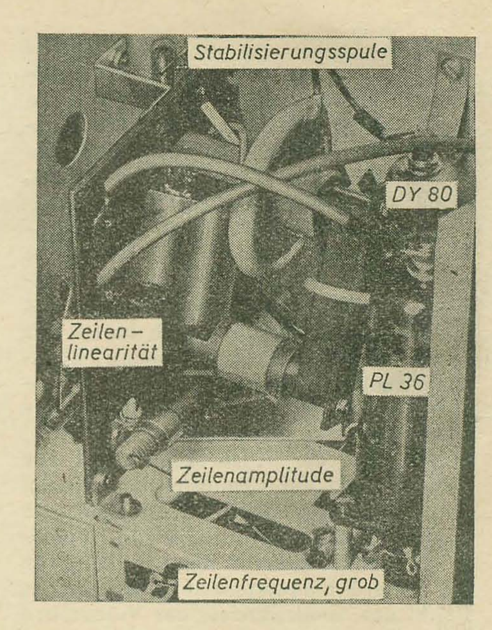


Bild 9: Zeilentransformator mit Zeilenendstufe PL 36 für 90°-Ablenkung (Grundig)

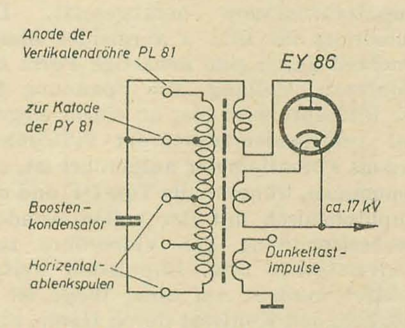


Bild 10: Schaltbild des Nordmende-Zeilentransformators

Die Mehrzahl der Fernsehempfänger enthält in der Horizontalablenkschaltung noch Multivibrator- oder Sperrschwingeranordnungen mit dem dazugehörigen Phasendiskriminator zur Nachlaufsteuerung. Es scheint aber doch so, als ob sich die Horizontalablenkung mittels eines LC-Generators (gewöhnlich in ECO-Schaltung) durchsetzen wird. Ein derartiger Generator ist von sich aus äußerst frequenzkonstant, das Umwandeln der Sinuskurve in die zum Steuern der Horizontalendstufe erforderliche Kurvenform gelingt ohne weiteres durch weitgehende Übersteuerung der Kennlinie, und die Nachregelspannung läßt sich durch Einfügen einer Reaktanzröhre leicht herstellen. Das dadurch erforderlich werdende zusätzliche Triodensystem spielt wirtschaftlich gesehen keine große Rolle, andererseits ergibt sich durch eine steile Triode ein sehr großer Regelbereich, in dem die Horizontalfrequenz — sollte sie doch einmal stärker vom Sollwert abweichen — schnell wieder auf die vorgeschriebene Frequenz gebracht wird [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 16 (1955) Seite 486].

Die Continental-Rundfunk GmbH, die ebenfalls zum Erzeugen der Horizontalkippfrequenz einen Sinusoszillator verwendet, benutzt dazu ein Triodensystem der PCC 85, das andere System dient als zweites Amplitudensieb. Diese Triode hat einen auf die Horizontalfrequenz 15 625 Hz

abgestimmten Kreis, der zwischen Gitter und Masse liegt und einen Anzapf für die Katode besitzt. Es werden also auch hier zunächst sinusförmige Schwingungen erzeugt. In der Anodenspannungszuführung liegt ein Widerstand, der so bemessen ist, daß die in der Triode verstärkte Sinusschwingung beschnitten wird und negative Impulse in der zum Steuern der Horizontalendröhre gewünschten Form und Amplitude entnommen werden können. Es ist nur einmal notwendig, die Eigenfrequenz des Sinusgenerators von Hand auf die genaue Horizontalfrequenz einzustellen. Zu diesem Zweck liegt parallel zum Schwingungskreis ein Kondensator in Reihe mit einem regelbaren Widerstand. Die in einem Phasendiskriminator verglichene Horizontalfrequenz des Sinusgenerators mit der des Fernsehsenders liefert eine Regelspannung, die nun direkt dem Gitter des Sinusgenerator — also ohne Zwischenschaltung einer Reaktanzröhre — zugeführt werden kann. Diese Gleichspannung verschiebt die Steilheit der Röhre und bewirkt eine Frequenzänderung, so daß sich bei der gewählten richtigen Polarität der vom Horizontalausgangstransformator zurückgeführten Horizontalimpulse die Triode in einem Bereich von ± 400 Hz automatisch immer auf die richtige Frequenz- und Phasenlage einstellt. Es ist im Betrieb nicht notwendig, die einmal gewählte Einstellung der Horizontalfrequenz des Empfängers nachzuregeln, da der Fangbereich groß genug ist, um alle etwa auftretenden Frequenzschwankungen auszugleichen. Diese Schaltung ist auch in bezug auf die gewählten Zeitkonstanten äußerst unempfindlich gegen Zündstörungen, so daß kein Herauskippen des Bildes auftritt.

Ein Bauteil, der bisher nicht immer mit der erforderlichen Sorgfalt behandelt wurde, ist die Integrierkette zum Trennen der horizontalen von den vertikalen Synchronimpulsen. Die Dimensionierung dieses Schaltteiles ist äußerst wichtig für einen exakten Zeilensprung im Bild. Daß durch die Integration die Flanke des Vertikalimpulses etwas abgeschliffen wird, kann hingenommen werden. Es ist aber unbedingt in einer nachgeschalteten Röhre dafür zu sorgen, daß die verformte Flanke wieder versteilert wird.

Um die erforderliche Ausgangsleistung bei den Vertikalendstufen zu erreichen, wurde gewöhnlich die Endröhre mit einer erhöhten Anodenspannung aus dem Boosterkondensator und der Boosterdiode gespeist. Das hat einige Nachteile, da die Boosterspannung stark von Netzspannungsschwankungen abhängig ist und außerdem eine andere Einstellung des Horizontalkipp die Arbeitsbedingungen für den Vertikalkipp verändert. Verwendet man die Röhre PCL 82, die eigentlich für Geräte mit der 90°-Ablenktechnik entwickelt wurde, auch in Geräten mit normalen 43- oder 53-cm-Bildröhren mit 70°-Ablenkwinkel, so ergibt sich ein Optimum an Betriebssicherheit und Ausgangsleistung, da die PCL 82 aus dem normalen Netzteil mit dem erforderlichen Betriebsstrom versorgt wird. Interessant ist auch die ohne Sperrschwingertrafo arbeitende Vertikalablenkschaltung in den Geräten „Weltfunk T 0243“ und „Weltfunk S 0243“ der Firma Krefft. Die Rücklaufspitzen, die über dem Vertikalausgangsübertrager bzw. an der Anode der Vertikalendröhre auftreten, werden durch Differentiation von der Sägezahnkurve abgetrennt und über einen Kondensator an das Gitter der trafolosen Sperrschwingerröhre gegeben. Die übrigen Schaltelemente und die Funktionen des Sperrschwingers sind praktisch mit den sonst üblichen Vertikalkippeinrichtungen identisch. Der Vorteil dieser Schaltung liegt außer in der Einsparung des Sperrschwingertrafos noch darin, daß die Strombelastung der Sperrschwingerröhre nur einen Bruchteil der sonst üblichen beträgt, wodurch die Lebensdauer dieser Röhre nicht unwesentlich verlängert wird.

Ebenfalls neuartig ist die Phasensynchronisierung für die Horizontalablenkung. Die Schaltung geht von der normalen Pentodenabtrennung aus, bei der das Steuergitter mit positiven Impulsen angesteuert wird. Die Abtrennung arbeitet derart, daß die Röhre nur während der Impulszeiten geöffnet ist, sonst aber sperrt. Die abzutrennenden Spannungsimpulse werden in Anodenstromimpulse verwandelt. Dadurch, daß man am Schirmgitter und an der Anode Arbeitswiderstände vorsieht, können die Horizontalimpulse am Schirmgitter abgenommen werden, während die Anode die Phasenregelspannung liefert. Der Anode werden außerdem über eine Kapazität die Phasenvergleichsimpulse als positiv ansteigende Sägezähne mit versteilerter Rückflanke zugeführt, so daß eine von der Phasenlage zwischen Vergleichsimpuls und Anodenstromimpuls abhängige Spannung entsteht, mit der ein schwungradstabilisierter Multivibrator nachgesteuert wird.

Mehrnormenempfänger[1])

Auffallend ist in diesem Jahr die große Zahl von Viernormenempfängern. Allen Entwicklungen gemeinsam ist ein getrennter FM- und AM-Tonverstärker für den Empfang von Fernsehsendungen nach der deutschen bzw. den ausländischen Normen. Dabei ist der FM-Tonverstärker nach dem Differenzträgerverfahren für 5,5 MHz DF entweder an den Videogleichrichter oder an die Bildendstufe angekoppelt; bei Empfang eines Senders nach den ausländischen Normen, bei denen der Ton amplitudenmoduliert ist, erfolgt die Ankopplung des entsprechenden AM-Ton-ZF-Verstärkers nach dem Paralleltonverfahren hinter der ersten Bild-ZF-Stufe. Unterschiedlich gehandhabt wird die Steuerung der Bildröhre. Da bei der deutschen Norm der Modulationssinn des Bildsignals negativ ist, bei den außerdeutschen dagegen positiv, kann man die Empfänger einfach dadurch umschalten, daß man die Polarität der Videodiode vertauscht. Mit dem gleichen Erfolg läßt sich auch die Bildröhre von Katoden- auf Wehneltsteuerung umschalten oder zwischen Videodiode und Bildverstärker oder auch zwischen diesem und Bildröhre eine Triode als Phasenwender einbauen.

Bild 11 zeigt die Schaltung eines zusätzlichen ZF-Verstärkers für Paralleltonbetrieb bei Empfang eines Fernsehsenders mit amplitudenmoduliertem Tonträger. Der Empfänger arbeitet normalerweise auf der Bild-ZF von 38,9 MHz, die Ton-ZF liegt um 5,5 MHz darunter, also bei 33,4 MHz. Bei der belgisch-flämischen und belgisch-wallonischen Norm bleibt dieser Wert der Ton-ZF auch bestehen; bei der französischen Norm mit 819 Zeilen und einem Abstand des Bildträgers vom Tonträger von 11,15 MHz muß die Ton-ZF selbstverständlich auf einen um 11,15 — 5,6 = 5,65 MHz niedrigeren Wert umgeschaltet werden, sie liegt dann bei 33,4 — 5,65 = 27,75 MHz. Das Umstimmen von der einen Ton-ZF auf die andere wird im Anodenkreis der EF 80 durch wahlweises Einschalten einer größeren oder kleineren Induktivität L vorgenommen; auf diese Weise bleibt die Kreisgüte angenähert unverändert. Vor dem Steuergitter der ersten Röhre (EF 85) befindet sich ebenfalls ein induktiv umstimmbarer Kreis für 33,4 bzw. 27,75 MHz. Die Koppelkondensatoren C_{801} und C_{906} vor den Röhren EF 85 bzw. EBF 80 werden den verschiedenen Werten der ZF entsprechend mit umgeschaltet, um eine optimale Anpassung zu erreichen.

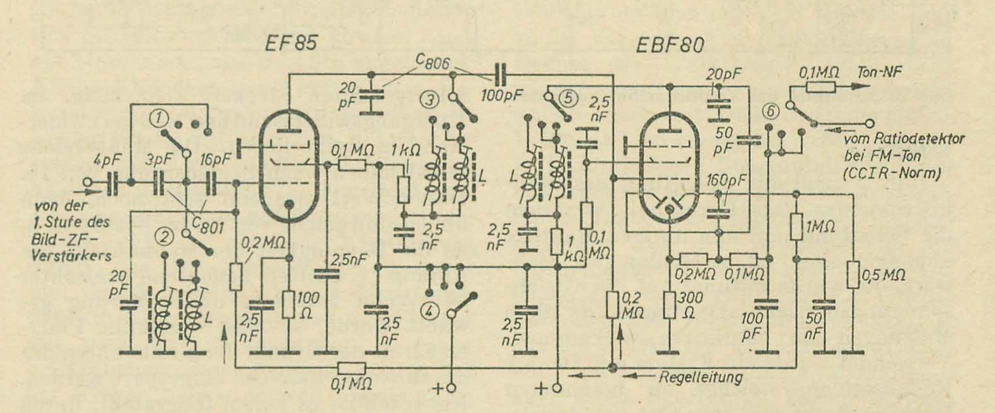


Bild 11: Zusatz-AM-Ton-ZF-Verstärker für den Saba-Viernormenfernseher Schauinsland „T 504-4N“. Gezeichnete Schalterstellung an den Punkten 1 bis 6 entspricht der Empfangsbereitschaft für Fernsehsender nach der CCIR-Norm (Zusatzverstärker außer Betrieb)

[1]) Vergleiche RADIO UND FERNSEHEN Nr. 16 (1955) Seite 490

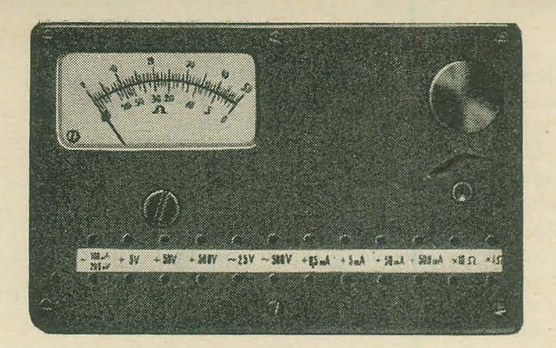


Bild 1: Außenansicht des Vielfachmeßinstrumentes

HEINZ KIESSLING

Selbstgebautes Vielfachmeßinstrument

Meßbereiche

0—0,2/5/50/500 V—,
0—0,1/0,5/5/50/500 mA—,
0—25/500 V~,
10—10 000 Ω / 1—1000 kΩ.

Für den Entwurf des Selbstbauvielfachmeßinstrumentes waren verschiedene Voraussetzungen ausschlaggebend, die dazu führten, von dem üblichen Schema dieser Instrumente abzuweichen. Mit vorhandenem bzw. leicht beschaffbarem Material sollte bei kleinsten Abmessungen ein Gerät entstehen, das vielseitige Meßwünsche erfüllt. Bei der Auswahl der Meßbereiche wurden Gleichspannungs-, Gleichstrom-, Wechselspannungs- und Widerstandsmeßbereiche vorgesehen. Auf die Möglichkeit der Wechselstrommessung wurde verzichtet, weil sonst die räumlichen Abmessungen des Gerätes zu groß geworden wären.

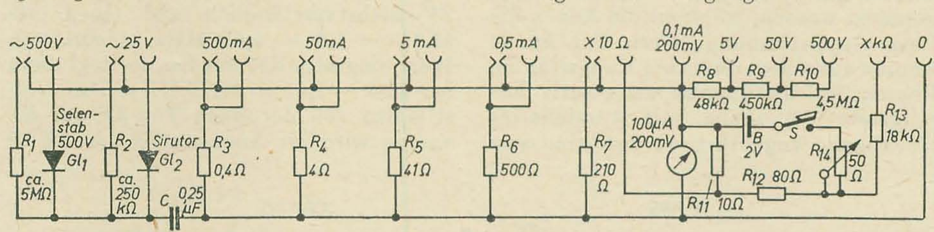


Bild 2: Schaltbild des Vielfachmeßinstrumentes

Schaltung

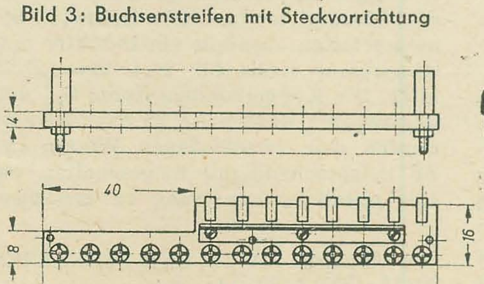
Bild 2 zeigt die Schaltung des Meßinstrumentes. Das Kernstück, von dem die Schaltung und alle übrigen Bauteile abhängig sind, ist zweifellos das Meßwerk. Es wurde optimal auf die Gleichspannungsbereiche abgestimmt, da diese Messungen am häufigsten vorkommen. Verwendet wurde ein System mit 100 μA Endausschlag, welches an besonderen Buchsen direkt zugänglich ist. Der Innenwiderstand der Gleichspannungsmeßbereiche beträgt damit 10 000 Ω/V. Das bedeutet einen Widerstand von 5 MΩ im 500-V-Bereich. Mit diesem Wert ist eine Messung, zum Beispiel in NF-Stufen, mit nur geringen Fehlern möglich. Die Abmessungen des Meßwerkes und demgemäß auch der Skala sind relativ klein. Der Nachteil des damit verbundenen schwierigen Ablesens wird durch den Platzgewinn wieder ausgeglichen. Aus demselben Grunde wurde auch auf einen Meßbereichumschalter verzichtet. Die Umschaltung geschieht durch eine selbstgebaute Steckvorrichtung (Bild 3). Der Stecker ist so konstruiert, daß noch ein einpoliger Kontakt mit geschlossen werden kann. Bei den Gleichspannungsmeßbereichen kommt jeweils nur ein Vorwiderstand, der fest verbunden ist, dazu: ein Kontakt ist nicht erforderlich. Anders sieht es bei den Strommeßbereichen aus. Hier wird der jeweilige Widerstand als Shunt an die entsprechende Buchse angelötet und das Meßwerk zugeschaltet. Auf diese Weise wird eine Überlastung des Meßwerkes durch fehlerhaften Schaltkontakt sicher vermieden, und außerdem bleibt der Meßfehler trotz des verhältnismäßig hohen Übergangswiderstandes des selbstgebauten Steckers sehr klein, da Übergangswiderstand und Meßwerkwiderstand in Reihe liegen. Die Meßbereiche selbst haben einen Stufensprung von 10. Dieser Wert erscheint sehr hoch, denn üblich sind solche von 2,5 bis höchstens 5, da die Genauigkeit der Meßbereiche am Anfang (1. Drittel) bedeutend schlechter ist. Wenn trotzdem dieser Sprung gewählt wurde, so war wiederum Platzersparnis der Grund, denn es konnten dadurch einige Bereiche eingespart werden. Natürlich ist es jedem freigestellt, durch Einbau weiterer Buchsen und Widerstände den Stufensprung zu verkleinern. Voraussetzung sind etwas größere räumliche Abmessungen des Gerätes.

Da Widerstände häufig zu messen sind, sollte das Gerät unbedingt mit einem Ohmmeter versehen sein, zumal es auch als Durchgangs- und Leitungsprüfer verwendet werden kann. Bekanntlich gilt bei der Dimensionierung dieses Ohmmeters: Innenwiderstand ist gleich R_x, wenn der Zeiger in der Skalenmitte steht. Im vorliegenden Fall ist R_i 200 Ω und 20 kΩ. Im hohen Meßbereich werden zum Meßwerk, welches einen Widerstand von 2 kΩ hat, noch 18 kΩ in Reihe geschaltet. Im niedrigen Bereich muß dagegen geshuntet werden, wozu ein Kontakt gebraucht wird. Um die Skala für beide Bereiche verwenden zu können, ist es außerdem erforderlich, die Spannung zu teilen. Dies geschieht mit den Widerständen R_{11} (10 Ω), R_{12} (80 Ω) und dem Potentiometer R_{14} (50 Ω), wobei mit dem Potentiometer der genaue Wert eingeregelt wird. Als Stromquelle dient ein IKA-Kleinsttrokkenakku. Damit dieser geschont wird, ist eine Taste vorgesehen, die nur im Moment des Messens Strom fließen läßt. Im niedrigen Meßbereich kann bei der Bemessung von R_i der Spannungsteilerwiderstand nicht vernachlässigt werden, deshalb hat der Shunt R_7 nur 210 Ω. Die Ohmmeterskala läßt sich nach dem Ohmschen Gesetz leicht berechnen. Der Ansatz lautet:

$$I = \frac{U}{R_i + R_x}.$$

Bild 5 zeigt die Einteilung der Skala. Bei den Wechselspannungsbereichen schied die normale Graetz- oder Doppelwegschaltung wegen der erforderlichen Umschaltkontakte aus. Folgende Überlegung führte zur Verwendung der Einwegschaltung mit Ladekondensator. Der stromabhängige Gleichrichter ist nur einmal vorhanden, im Gegensatz zur Doppelweg- oder Graetzschaltung. Zusammen mit dem hohen Vorwiderstand müßte die Gleichspannungsskala weitgehendst zu verwenden sein, was auch die Kurven (Bild 6) bestätigen. Eine besondere Skala ist also für Wechselspannung nicht erforderlich. Diese Art der Schaltung hat natürlich auch Nachteile. Durch die Aufladung des Kondensators stellt sich der Zeiger nicht sofort ein. Theoretisch müßte es sogar sehr lange dauern, praktisch ist aber die Zeit durchaus erträglich. Für das Messen von Heizspannungen dient der Meßbereich bis 25 V. Es lassen sich in diesem Bereich noch 2 V ablesen, so daß alle hauptsächlich vorkommenden Heizspan-

Bild 3: Buchsenstreifen mit Steckvorrichtung



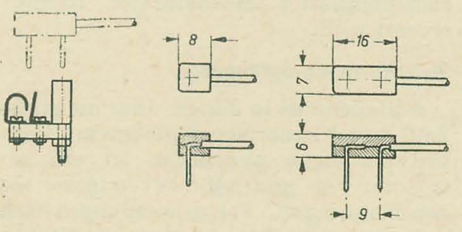
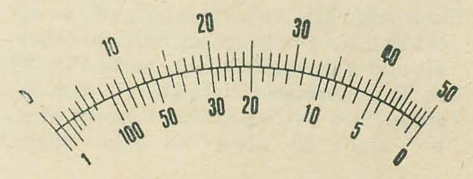


Bild 4: Einzelteilzeichnung der Stecker

Bild 5: Skaleneinteilung



nungen meßbar sind. Mit dem 500-V-Meßbereich sind alle Netz- und Anodenwechselspannungen zu erfassen. Damit wurden diese zwei Meßbereiche für Wechselspannungsmessungen als ausreichend angesehen. Für den hohen Bereich kam ein 500-V/5-mA-Selenstab zur Verwendung, für den 25-V-Bereich wurde ein Sirutor vorgesehen. Auch für Wechselstrommessung wäre eine ähnliche Schaltung möglich gewesen. Allerdings ist dann ein Kleinsttrafo erforderlich, der in den zu messenden Stromkreis geschaltet wird und eine Meßspannung bis zu 5 V erzeugt.

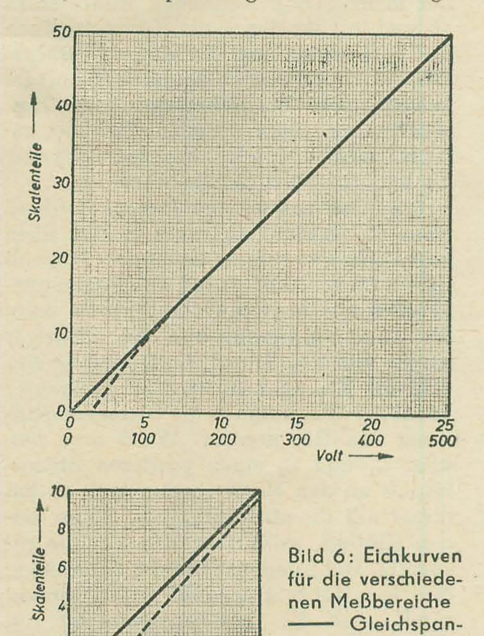


Bild 6: Eichkurven für die verschiedenen Meßbereiche
—— Gleichspannung,
- - - - Wechselspannung

Diese wird mit einer 150-mA-Selenplatte gleichgerichtet, um dann einen kleinen Niedervoltelko aufzuladen. Damit wäre derselbe Skalenverlauf erreicht wie bei den Wechselspannungen.

Aufbau

Das Gehäuse für das Vielfachmeßinstrument wurde aus Decelith aufgebaut. Dieses Material läßt sich sehr leicht bearbeiten und hat außerdem hochwertige Isolationseigenschaften. Bilder 7 und 8

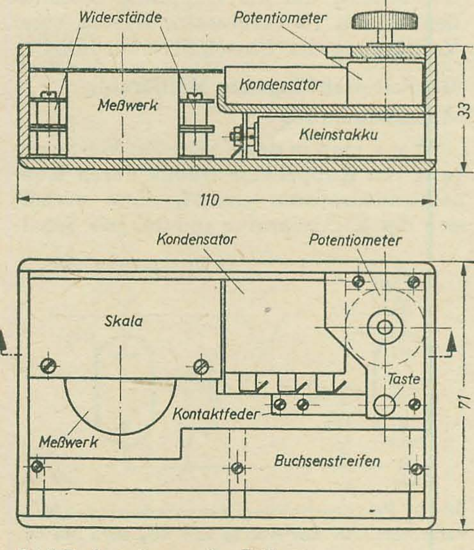


Bild 7: Anordnung der Teile

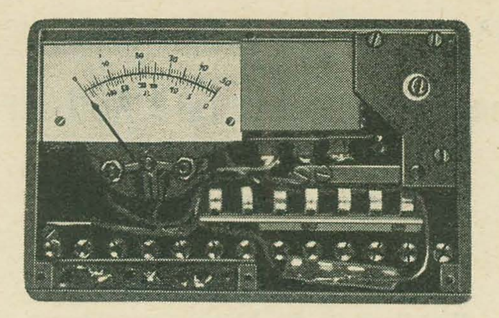


Bild 8: Innenansicht des fertigen Gerätes

zeigen den Aufbau und die Anordnung der Teile. Der Platz für die Einzelteile wurde sorgfältig erwogen, um den inneren Raum so günstig wie möglich auszunutzen und trotzdem die Bedienungsteile gleichmäßig zu verteilen. Die Seitenteile des Kästchens sind einzeln zugeschnitten und mit dem Boden verklebt. Der Deckel und die vordere Seitenwand sind abschraubbar. Im vorderen Teil des Vielfachmeßinstrumentes wird durch drei Schrauben ein Decelithstreifen gehalten, auf dem die 13 Buchsen und 7 Schaltkontakte montiert sind. Als Buchsen eignen sich solche, wie sie in einer LS-50-Fassung vorhanden sind, besonders gut. Da ein Pol der Schaltkontakte allen gemeinsam ist, konnte dieser aus einem Streifen Messingblech angefertigt werden. Als Gegenpol dient jeweils ein zurechtgebogener Streifen Bronzeblech (Bild 3). Vorteilhaft ist es, wenn beide Pole sowie der Kontaktstecker versilbert werden. Vor dem Buchsenstreifen sind links die Vorwiderstände für Gleichspannung und rechts für Wechselspannung sowie die Shunts untergebracht. Hinter dem Streifen befinden sich Stabgleichrichter und Sirutor. Auch die Stecker sind aus Decelith angefertigt. Kleine Klötzchen aus 3 mm dickem Material werden zugeschnitten und dann die Löcher für die Stifte gebohrt. Letztere bestehen aus 1 mm dickem Kupferdraht, an den die Meßschnüre fest angelötet sind. Der Zusammenbau geschieht einfach dadurch, daß der gebogene Kupferdraht durch das Decelithklötzchen gesteckt und reichlich Decelithkleber daraufgegeben wird. Dann spannt man den Stecker mit dem Deckel zusammen in einen Schraubstock. Nach einigen Stunden hat der Kleber bereits so weit abgebunden, daß der rohe Stecker geglättet und abgerundet werden kann. Der Abstand zwischen den beiden Steckerstiften beträgt 9 mm. In dem Kästchen befindet sich links hinten (Bild 7) das Meßwerk, die Widerstände des Spannungsteilers liegen unter der Skala. Daneben ist bis an die rechte Seitenwand ein Fach eingeklebt, welches den Kleinstakku aufnimmt. Eingeschoben wird dieser durch die rechte Seitenwand, in der sich eine Schiebetür oder ein abnehmbarer Deckel befindet. Die Anschlußfahnen legen sich auf zwei Messingschrauben, die als Kontakte ausgebildet sind. Der MP-Kondensator, das Potentiometer und die Taste haben ihren Platz über dem Akkufach, wobei die letztgenannten Bauelemente wiederum von einem kleinen Decelithstreifen gehalten werden.

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

Teil	Benennung	Größe	Bemerkung
R_1	Schichtwiderstand	5 MΩ	0,25 W
R_2	Schichtwiderstand	250 kΩ	0,25 W
R_3	Drahtwiderstand	0,4 Ω	0,25 W
R_4	Drahtwiderstand	4 Ω	0,25 W
R_5	Schichtwiderstand	41 Ω	0,25 W
R_6	Schichtwiderstand	500 Ω	0,25 W
R_7	Schichtwiderstand	210 Ω	0,25 W
R_8	Schichtwiderstand	48 kΩ	0,25 W
R_9	Schichtwiderstand	450 kΩ	0,25 W
R_{10}	Schichtwiderstand	4,5 MΩ	0,25 W
R_{11}	Schichtwiderstand	10 Ω	0,25 W
R_{12}	Schichtwiderstand	80 Ω	0,25 W
R_{13}	Schichtwiderstand	18 kΩ	0,25 W
R_{14}	Drehwiderstand	50 Ω	Entbrummer
S	Taste		1 Kontaktpaar
C	Kondensator	0,25 μF	MP Kondensator
Gl_1	Gleichrichter	500V/5 mA	Selengleichrichter
Gl_2	Gleichrichter		Sirutor
I	Meßwerk	0,1 mA	Drehspulmeßwerk
B	Akku	2 V	IKA-Kleinsttrockenakku

Lohnausgleich bei Sportunfällen

Die sportliche Betätigung der Werktätigen bringt es mit sich, daß Sportunfälle leider nicht ausbleiben. Soweit diese eine Arbeitsunfähigkeit der Beschäftigten zur Folge haben, taucht für den Betrieb die Frage auf, ob und in welchem Umfange der sogenannte Lohnausgleich (Zuschuß zum Krankengeld) zu zahlen ist. Maßgebend für die Beantwortung dieser Frage ist die dritte Durchführungsbestimmung vom 27. Mai 1953 zu der Verordnung über die Wahrung der Rechte der Werktätigen. Nach dieser werden Sportunfälle nicht als Betriebsunfälle anerkannt. Diese Regelung hat zur Folge, daß bei einem mit Arbeitsunfähigkeit verbundenen Sportunfall der Lohnausgleich wie bei Krankheiten zu gewähren ist. Der Beschäftigte hat demnach nur Anspruch auf den Ausgleich für die Höchstdauer von sechs Wochen im Kalenderjahr. Sollte bereits für sechs Wochen Lohnausgleich gezahlt worden sein, so hat der Werktätige für eine im gleichen Jahr eintretende erneute Erkrankung oder einen Sportunfall keinen weiteren Anspruch auf Lohnausgleich.

In diesem Zusammenhang sei erwähnt, daß alle Sportler durch ihre Zugehörigkeit zur Demokratischen Sportbewegung gegen Unfall versichert sind. Bei einer vorübergehenden Arbeitsunfähigkeit infolge eines Sportunfalles wird durch die Deutsche Versicherungsanstalt eine Tagegeld von 5,— DM gezahlt, wenn der Lohnausgleich wegfällt. Um festzustellen, ob und inwieweit aus Anlaß des Sportunfalles Lohnausgleich gezahlt worden ist, muß der Unfallanmeldung an die Kreisdirektion der Deutschen Versicherungsanstalt eine Bescheinigung des Betriebes beigefügt werden, aus der hervorgeht, ob noch ein gesetzlicher Anspruch auf Lohnausgleich besteht bzw. bis wann und für wieviel Tage im Kalenderjahr bereits Lohnausgleich gezahlt wurde. *kl-s*

cand. rer. nat. HANS-JOACHIM FISCHER

Schaltungstechnische Grundlagen und Aufbau von Multivibratoren

Die grundlegenden Versuche über Multivibratoren fallen in die Zeit nach dem ersten Weltkrieg. Um 1919 entstand die Eccles-Jordan-Schaltung, die man als Grundtyp für alle Multivibratorschaltungen ansehen kann. Durch die Entwicklung besserer Bauteile wurden bis heute immer neue Schaltungen für spezielle Zwecke entwickelt. In der Hochfrequenztechnik benutzt man Multivibratoren als Impulsgeneratoren, als Kippgeneratoren oder als Frequenzteiler. Als elektronische Grundelemente haben sie Anwendung bei Rechenmaschinen, bei Funkmeßgeräten oder bei Vielkanalfunkübertragungsanlagen gefunden. In der Physik werden Multivibratoren als Zählelemente bei Geiger-Müller-Zählern, als Zeitverzögerer oder als Generatoren allgemeiner Kippschwingungen eingesetzt.

Grundlegende Wirkungsweise eines Multivibrators

Man kann den Multivibrator als einen rückgekoppelten Verstärker mit Widerstands-Kapazitäts-(RC)-Kopplung auffassen. Wenn nämlich die Ausgangsspannung eines Verstärkers in der richtigen Phasenlage wieder auf den Eingang gegeben wird, kommt der Verstärker ins Schwingen. Dieser Vorgang ist bei Verstärkern unerwünscht. Beim Multivibrator dagegen nutzt man die Schwingungserregung aus, um über die aus Widerständen und Kondensatoren bestehenden Schaltkreise eine periodische Sperrung und Aufriegelung des Verstärkers zu erzielen. Durch Wahl der Größe der Kopplungselemente kann die Periodendauer des Sperrens und Aufriegelns verändert werden. Die erzeugten Schwingungen lassen sich im Anodenkreis einer Röhre abnehmen.

Will man nun einen Multivibrator möglichst allgemein definieren, so geht man von dem obigen Beispiel aus und erhält die Definition: Eine Multivibratorschaltung, auch „flip-flop"-Schaltung genannt, besteht in der Hauptsache aus einem Röhrenpaar, das einen gewissen Arbeitsablauf entweder kontinuierlich oder durch Synchronisationsimpulse in bestimmten Intervallen wiederholt. Der Ablauf besteht in einem plötzlichen Wechsel von einem Zustand, in dem die eine Röhre geöffnet und die andere gesperrt ist, zu einem neuen mit umgekehrten Verhältnissen. Dieser zweite Zustand kann stabil sein und bis zum Eintreffen eines Schaltimpulses andauern, oder er ist unstabil, und der Multivibrator kann dadurch ohne äußere Hilfe in den ursprünglichen Zustand zurückfallen.

Demnach lassen sich die Multivibratoren in zwei Grundklassen einteilen:

1. fremdgesteuerte Multivibratoren und
2. eigenerregte (freischwingende) Multivibratoren.

In allen diesen Fällen sind die Ausgangsspannungen der beiden Röhren in Gegenphase und stellen allgemeine Kippschwingungen dar.

Klassifizierung

Aus der allgemeinen Definition folgt die Einteilung in die beiden Grundklassen. Innerhalb der Grundklassen können die Schaltungen nach der Kopplungsart klassifiziert werden. Man unterscheidet anodengekoppelte, katodengekoppelte, hilfsgittergekoppelte und elektronengekoppelte Multivibratoren. Ein Multivibrator mit nur einem stabilen Zustand wird „Univibrator" genannt. Hinsichtlich des Kopplungselementes unterscheidet man noch zwischen einer Gleichstrom- und einer Wechselstromkopplung.

Neben den mit zwei Röhren ausgeführten Multivibratoren gibt es für Sonderzwecke noch Schaltungen, die einen negativen Widerstand zur Schwingungsanfachung ausnutzen. Es sind dies das Dynatron und das Transitron. Als weitere Sonderschaltung wäre noch der Sperrschwinger zu erwähnen, der einen sich periodisch unterbrechenden Oszillator darstellt.

In diesem Beitrag werden die einzelnen Schaltungen mit Ausnahme des Dynatrons kurz beschrieben. Da man die allgemeine Wirkungsweise der Multivibratoren am besten bei der Eccles-Jordan-Schaltung erklären kann, wird sie zuerst besprochen.

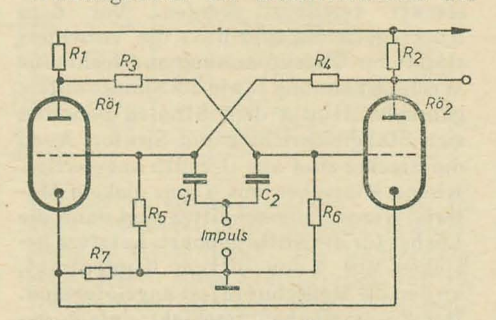


Bild 1: Prinzipschaltung des Eccles-Jordan-Multivibrators; R = ohmsche Widerstände; C = Kondensatoren; $Rö_1$ und $Rö_2$ = gleiche Röhren; Impuls = Eingang für den Steuerimpuls

Eccles-Jordan-Schaltung

Die in der Praxis oft für Untersetzer verwendete Eccles-Jordan-Schaltung zeigt Bild 1.

Der Steuerimpuls mit beliebiger Polarität wird über C_1 und C_2 auf die Gitter der beiden Röhren gekoppelt. Sind die beiden Stufen des Multivibrators gleich dimensioniert, so wird die erzeugte Rechteckspannung symmetrisch.

Angenommen, die Anodenspannung liege vor dem Einschalten der Heizspannung schon an den Röhren. Die Widerstandsketten R_1, R_3, R_6 und R_2, R_4, R_5 (in der Größenordnung von einigen kΩ für mittlere Impulsfrequenzen) führen einen gewissen Ruhestrom und rufen einen Spannungsabfall zwischen Anode, Gitter und Katode hervor. Sobald die Heizspannung eingeschaltet worden ist' beginnt der Röhrenstromfluß. Der durch R_7 fließende Anodenstrom stellt die Gittervorspannung für beide Röhren her. Kleine Differenzen in den Kennlinien bewirken aber, daß eine Röhre mehr Strom führt als die andere. Die Anodenspannung der mehr Strom führenden Röhre sinkt ab und mit ihr durch die Kopplung auch die Gitterspannung der anderen Röhre. Diese wird schließlich gesperrt. Damit ist gezeigt, daß die Schaltung beim Einschalten in einen stabilen Zustand gelangt, bei dem eine Röhre gesperrt ist und die andere vollen Strom führt.

Die Schaltung werde nunmehr während eines Zeitraumes betrachtet, der klein gegenüber der Impulsperiode ist. $Rö_1$ soll Strom führen. Auf Grund des Spannungsabfalles am Anodenwiderstand ist dann die Anodenspannung von $Rö_1$ niedriger als die von $Rö_2$. Durch die Kopplung von $Rö_1$ mit $Rö_2$ über R_3 wird bei geeigneter Wahl der Widerstände die Gittervorspannung von $Rö_2$ negativ. Wenn man nun über C_1 und C_2 einen positiven Steuerimpuls an den Multivibrator legt, so hat dieser auf die stromführende Röhre keinen Einfluß, wohl aber öffnet er die gesperrte. Die Anodenspannung der nun geöffneten Röhre $Rö_2$ sinkt scharf ab und somit auch die Gittervorspannung von $Rö_1$. I_a von $Rö_1$ verringert sich, U_a von $Rö_1$ steigt. Dieser Vorgang dauert an, bis $Rö_1$ völlig gesperrt ist und $Rö_2$ maximal leitet. In diesem Zustande verbleibt die Schaltung, bis der nächste Steuerimpuls kommt. Werden negative Steuerimpulse verwendet, so wirken diese am Gitter der stromführenden Röhre und ergeben einen analogen Ablauf der Vorgänge.

Da die Umschaltzeiten der Röhren klein sind, verglichen mit der Impulspause (bei mittleren Frequenzen), entstehen Impulse mit steilen Flanken. Zwei Steuerimpulse bewirken einen vollen Periodenablauf. In der Praxis werden die Koppelwiderstände durch Kapazitäten überbrückt, um die Kopplung zwischen den Stufen zu verbessern, was zu einer Verkürzung der Umschaltzeiten führt.

Der selbstschwingende Multibrator

Anodenkopplung

Wenn man in der Eccles-Jordan-Schaltung die Koppelwiderstände durch Koppelkondensatoren ersetzt, dann verhält sich der Multivibrator anders. Die Schal-

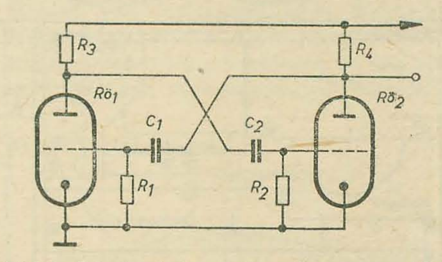


Bild 2: Prinzipschaltung des selbsterregten Multivibrators. An der Anode von $Rö_2$ wird die Impulsspannung abgenommen

tung zeigt Bild 2. Ein rasch verlaufender Stromstoß in einer Röhre lädt den Koppelkondensator auf. Diese Aufladung sperrt die andere Röhre. Nun entlädt sich aber der Koppelkondensator über Gitter- und Anodenwiderstände, so daß dieser gesperrte Zustand nicht bestehen bleibt. Der Multivibrator fällt nach einer durch die Schaltungszeitkonstanten bestimmten Zeit wieder in den vorhergehenden Zustand zurück. Da beide Multivibratorzweige aber gleichwertige Funktionen ausüben, geschieht das Sperren und Entsperren der Röhren wechselweise von selbst. Es gilt: Bei Ersatz der Gleichstromkopplung durch eine Wechselstromkopplung erfolgt die Steuerung nur bei Spannungs- oder Stromänderungen. Es kann also keine dauernd bestehenbleibenden Zustände in dieser Schaltung geben.

Auch hier bewirken wieder Unterschiede in der Größe der beiden Kondensatorladeströme, daß die stärker stromführende Röhre die andere über die Koppelglieder sperrt. Wird angenommen, daß $Rö_1$ vollen Strom führt, so ist deren Gittervorspannung positiv, C_1 wird über R_4 und R_1 aufgeladen, es ergibt sich ein Spannungsabfall im Gitterkreis von $Rö_1$ über R_1. Da $Rö_2$ gesperrt ist, ist ihre Anodenspannung $U_a = U_b - I_a \cdot R_4$, während U_g von $Rö_1$ von einem positiven Werte nach Null fällt. Wenn C_1 geladen ist, steigt die Anodenspannung von $Rö_2$ an und erreicht die Speisespannung in dem gleichen Zeitpunkt, wo die Spannung U_g des Gitters der Röhre $Rö_1$ gleich dem Erdpotential ist. Gleichlaufend damit entlädt sich C_2 über R_2 und den Innenwiderstand von $Rö_1$, dem R_3 parallel

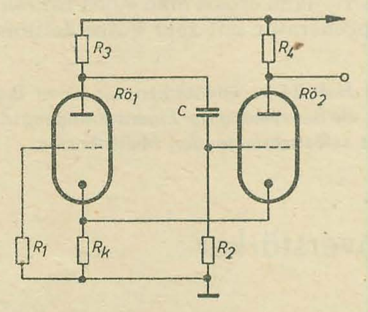


Bild 3: Prinzipschaltung des katodengekoppelten Multivibrators; R_k = gemeinsamer Katodenwiderstand zur Kopplung

liegt. Die Zeitkonstante dieses Kreises bestimmt die Zeit des Stromflusses in $Rö_1$ und die Sperrzeit von $Rö_2$. Die Gitterspannung von $Rö_2$ steigt in diesem Zeitraum von einem sehr stark negativen Wert bis zum Sperrwert an. Ist dieser Punkt erreicht, kippt der Multivibrator in seinen zweiten bedingt stabilen Zustand. Durch Wahl der Zeitkonstanten ist die Symmetrie der Ausgangsrechteckspannung, die man kapazitiv über dem Anodenwiderstand abnehmen kann, einstellbar. Ist $R_1 \cdot C_1$ verschieden von $R_2 \cdot C_2$, so wird die Spannung unsymmetrisch.

Katodenkopplung

Beim Katodenkopplungsmultivibrator erfolgt der Abgriff der Rechteckspannung an der Anode der Röhre $Rö_2$ (Bild 3), während das frequenzbestimmende Glied im Gitterkreis liegt. Die Frequenz wird also durch den Spannungsabgriff nicht beeinflußt. Durch den für beide Röhren gemeinsamen Katodenwiderstand erfolgt eine Kopplung einer sich ändernden Spannung in den Gitterkreis der anderen Röhre. Der Multivibrator kommt ähnlich ins Schwingen wie ein Niederfrequenzverstärker mit gemeinsamem gittervorspannungserzeugenden Katodenwiderstand für zwei Stufen. Die hohen Katodenwiderstände haben eine starke Stromgegenkopplung zur Folge. Dadurch wird die Schaltung von Streuungen in den Röhrendaten weitgehend unabhängig. Die im Bild 3 gezeigte Gleichstromkopplung kann auch durch eine Wechselstromkopplung mittels zweier Katodenwiderstände für $Rö_1$ und $Rö_2$ über eine Kapazität ersetzt werden.

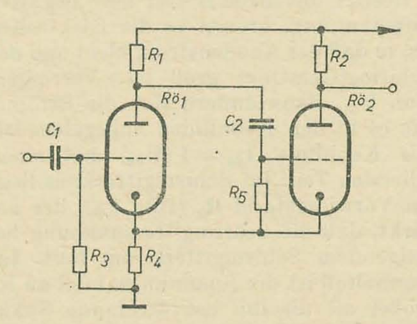


Bild 4: Schaltung des zurückkippenden 1/2-Multivibrators. Linke Klemme = Steuerimpuls; rechte Klemme = Ausgangsimpuls; durch Veränderung von R_5 läßt sich die Länge der erzeugten Impulse variieren

Fremdgesteuerter 1/2-Multivibrator (auch Univibrator genannt)

Hier soll noch eine in der Praxis wichtige Form des fremdgesteuerten Multivibrators erwähnt werden, es ist dies der $\frac{1}{2}$-Multivibrator, der pro Steuerimpuls eine volle Arbeitsperiode durchläuft (Bild 4). Da der eintreffende Steuerimpuls $Rö_1$ stets gesperrt und $Rö_2$ leitend vorfindet, müssen zum Steuern positive Impulse verwendet werden. Ein solcher Impuls hebt über C_1 die Gittervorspannung von $Rö_1$ über den Sperrpunkt ins Positive. $Rö_1$ beginnt dann Strom zu führen. Da C_2 sich nicht plötzlich aufladen kann, wird U_g von $Rö_2$ durch den Spannungsabfall über R_5 reduziert und der Anodenstrom von $Rö_2$ vermindert sich. Gleichzeitig verändert sich wegen der Nichtlinearität der Kennlinie der Spannungsabfall an R_4, und der stetige Potentialabfall der Katode von $Rö_1$ entspricht einem Positiverwerden der Gitterspannung von $Rö_1$. Dadurch fällt deren Anodenspannung noch mehr, da ihr Anodenstrom wächst. Dieser Ablauf setzt sich bis zum Sperren von $Rö_2$ fort. C_2 entlädt sich dann über seine Parallelwiderstände, und der steigende Anodenstrom von $Rö_1$ durch R_4 erhöht das Katodenpotential von $Rö_1$ und macht ihre Gitterspannung negativer. Der Anodenstrom von $Rö_1$ fällt ab, die Anodenspannung steigt an. Die Fortsetzung dieses Vorganges sperrt $Rö_1$ und bringt $Rö_2$ zum vollen Leiten.

Einen hohen positiven Ausgangsimpuls erhält man am Anodenwiderstand von $Rö_2$ bei jedem positiven Steuerimpuls am

Vorsicht-Killer!

Da wurde kürzlich in einer amerikanischen Fachzeitschrift ein neuartiges Gerät beschrieben, das sogenannte „Vocatrol". Es ermöglicht, Musik von Sprache zu unterscheiden, und hat die eigenartige Aufgabe, den Tonteil des Empfängers für die Dauer von Wortsendungen zu sperren. Der schmückende Beiname, den findige Geschäftsleute dieser neuen Errungenschaft des „american way of life" gaben, wirft Licht in die zunächst für normale Rundfunkhörer unverständliche Sache: das Ding heißt sehr treffend „commercial killer" und dient dazu, während der „commercials" — der Werbe- und Reklamesendungen — die Ohren (und Nerven) des gequälten Hörers zu schonen, der den Reklamevers für Whrigleys Kaugummi oder Coca-Cola bereits mitsingen könnte, wenn ihm danach zumute wäre.

Bekanntlich ist das Programm aller amerikanischen Rundfunk- und Fernsehgesellschaften sehr stark von Sendungen durchsetzt, die entweder in Form der unverhüllten Reklame oder der sogenannten „Seifenopern" an die Geschmacklosigkeit der Hörer oft olympische Forderungen stellen. Diese Art der Programmgestaltung ist notwendig, weil in einer „wirklich" freien Demokratie dem Bürger nicht zugemutet werden kann, eine bestimmte Rundfunkgebühr zu zahlen und damit auch den Anspruch auf ein bestimmtes Niveau der Programme zu haben. Dafür wird die Sendezeit sekunden-, minuten- oder auch stundenweise an die kapitalistischen Firmen und Konzerne verkauft, und diese erhalten das Recht, die beglückten Hörer mit den neuesten, von ihnen produzierten Segnungen der Zivilisation bekannt zu machen. Man muß es der Vocatrol-Incorporated lassen: die Idee, mit Hilfe der commercials Geld zu machen, indem man dem verzweifelten „Mann von der Straße" ein Mittel in die Hand gibt, sie ausschalten zu können — diese Idee ist wirklich Geld wert.

Nun aber eine Frage: Welcher Produktionsleiter stellt gern eine gut eingelaufene Produktion ein, um ein neues Gerät zu fertigen? Rentabler — vom Gesichtspunkt des einzelnen Betriebes her gesehen — ist es bestimmt, möglichst in großen Serien jahrelang den gleichen Apparat zu bauen. Und welchen Grund dazu hat gar ein Kapitalist? Weil das riesige Angebot von Rundfunkgeräten das Profitmachen auf diesem Gebiet immer schwieriger gestaltet, muß etwas Neues gefunden werden, wofür man gleichzeitig ein wirkungsvolles „Bedürfnis" wecken kann. So wäscht eine kapitalistische Hand die andere, und das Waschwasser liefert der kleine Mann in Form seiner schwerverdienten Dollars. Diese Zusammenhänge muß man sehen, weil man sonst geneigt ist, solche „Spielereien" als Zeichen der Stärke und Sorglosigkeit kapitalistischer Unternehmer anzusehen. Umgekehrt wird ein Schuh daraus: der commercial-killer ist nur ein Symbol des unerbittlichen Killers, der früher oder später jedem Kapitalisten an die Gurgel springen wird, des Konkurrenzkampfes, den wir mit allen seinen „Segnungen" — Krisen, Arbeitslosigkeit und soziales Elend — in unserem Wirtschaftssystem endgültig überwunden haben. *-elt*

Eingang. Die Länge dieses Ausgangsimpulses hängt von der Zeitkonstanten $R_5 \cdot C_2$ ab, während der Kondensator C_2 die Gittervorspannung von $Rö_2$ unter dem Sperrpunkt hält. Durch Regelung von R_5 kann die Impulslänge variiert werden.

Sperrschwinger

Will man das Gebiet der Multivibratoren nach dem heutigen Stande der Technik einigermaßen vollständig beschreiben, so müssen auch der Sperrschwinger und das Transitron erwähnt werden.

Wenn in einer normalen Oszillatorschaltung der Gitterkondensator größer als gewöhnlich gewählt wird, nimmt die Zeitkonstante $C_g \cdot R_g$ eine solche Größe an, daß beim Einschalten des Oszillators folgendes geschieht: Der Anodenstrom beginnt zu fließen, und der Oszillator schwingt an. Dadurch wird der Gitterkondensator negativ aufgeladen und sperrt das Gitter, so daß die Schwingungen aufhören. Nach der durch die Zeitkonstante gegebenen Zeit hat sich der Kondensator über R_g entladen, und der Oszillator schwingt erneut. Dieses Starten-Stoppen geschieht kontinuierlich. Wird die Ausgangsspannung an der Katode der Röhre abgegriffen, so ergeben sich Impulse. Auf Grund der Einfachheit der Schaltung und der Tatsache, daß der Sperrschwinger direkt Hochfrequenzimpulse abgeben kann, ist diese Schaltung in der Funktechnik weit verbreitet. Kleinere Funkmeßgeräte und auch Bakensender sind mit diesem „Tröpfelsender" ausgestattet.

Transitron

Die Grundlage der Wirkungsweise des Transitrons ist das Vorhandensein eines negativen Widerstandes. Darunter versteht man einen Widerstand, der bei steigender Spannung den Strom verkleinert. Durch Einschalten eines derartig negativen Widerstandes in einen Schwingkreis kann der Dämpfungswiderstand R_d des Kreises auskompensiert werden. Ist $| R_n | > | R_d |$, kommt der Kreis ins Schwingen. In der Technik verwendet man aus Stabilitätsgründen nicht gern negative Widerstände, muß aber manchmal doch auf sie zurückgreifen, um den Aufwand zu verringern. Schon längere Zeit sind Schwingungserzeuger mit Lichtbogen bekannt. Poulsen erzeugte damit ungedämpfte Hochfrequenzschwingungen. Später wurde ein Schwingungserzeuger mit einer Tetrode entwickelt, indem der durch Stromverteilung entstehende negative Widerstand ausgenutzt wird (Dynatron). Zuletzt wurden Pentoden eingesetzt, und es entstand das Transitron, auch Niemann-Oszillator oder Einröhrenmultivibrator genannt.

Zunächst soll besprochen werden, wie der negative Widerstand bei dieser Schaltung entsteht. Der von der Katode ausgehende Strom ist durch die Raumladung begrenzt. Auf diesen Raumladungsstrom hat das Bremsgitter eine vernachlässigbar kleine Steuerwirkung. Wenn auch der von der Katode ausgehende Strom durch das Bremsgitter nicht wesentlich verändert werden kann, so kann es aber die Stromverteilung zwischen Schirmgitter und Anode beeinflussen. Man erkennt diese Wirkung aus den Kennlinien im Bild 5. Wenn der Anodenstrom steigt, sinkt der Schirmgitterstrom ab. Die Summe beider Ströme bleibt konstant.

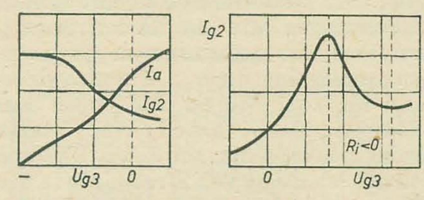


Bild 5: Kennlinien des Transitrons. Die linken Kurven stellen den Einfluß der Bremsgitterspannung auf die Stromverteilung dar. Die I_{g2}-U_{g3}-Kennlinie zeigt im Bereich der gestrichelten Linien einen negativen Widerstand

Besitzt das Bremsgitter eine negative Vorspannung, bremst es die Elektronen ab, so daß der Anodenstrom klein und der Schirmgitterstrom groß ist. Verringert man U_{g3}, dann ändern sich die Ströme, wie es in den Kennlinien angegeben ist. Die Kennlinie $I_{g2} = f(U_{g3})$ hat einen fallenden Teil. Im Schirmgitterkreis liegt ein Vorwiderstand R_2 (Bild 6a), der bewirkt, daß die Schirmgitterspannung bei steigendem Schirmgitterstrom fällt. Im Normalfall ist der Spannungsabfall an R_2 größer als die ihn hervorrufende Spannung an G_3. Wenn man zwischen G_3 und Katode einen Hochohmwiderstand schaltet, kann man über G_3 die Stromverteilung zwischen G_2 und Anode regeln. Zusätzlich zu diesem Widerstand sind G_2 und G_3 noch über einen Kondensator gekoppelt, damit G_3 schnellen Potentialänderungen von G_2 folgen kann. Beide Kopplungseffekte überlagern sich und ergeben das spezifische Verhalten der Schaltung. Es können zwei Fälle auftreten, nämlich

1. die Spannungsänderung an G_2 ist kleiner als die entsprechende an G_3 und
2. die Spannungsänderung an G_2 ist größer als die an G_3.

Der erste Fall ist der stabile, der zweite der instabile. Um zum Einröhrenmultivibrator zu kommen, wird der instabile Fall ausgenutzt. Wenn ein positiver Steuerimpuls an das Gitter der Röhre gelangt, fallen die Spannungen an G_2 und G_3. Das Bremsgitter erhält so eine negative Spannung, der Anodenstrom wird gesperrt. Der Kondensator C_1 beginnt sich über R_2 und P zu entladen. Dadurch verändern sich entsprechend die Potentiale von G_2 und G_3. Wenn man den Arbeitspunkt auf den fallenden Teil der I_{g2}-U_{g3}-Kennlinie gelegt hat, befindet sich die Röhre in einem instabilen Zustand, es tritt ein

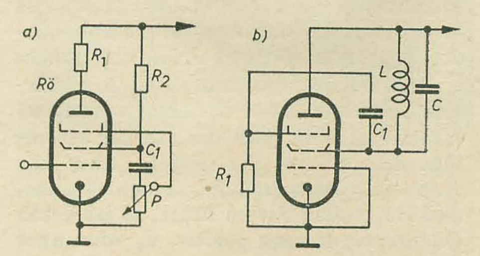


Bild 6: Grundschaltungen des Transitrons. a) Erzeugung von Kippschwingungen; b) Erzeugung sinusförmiger Schwingungen.
L, C = Parallelschwingkreis;
P = Hochohmpotentiometer

schneller Sprung in den stabilen Zustand ein. Für jeden Steuerimpuls wird dieser Prozeß durchlaufen. Wenn R_2 durch einen Schwingkreis ersetzt wird, können mit dem Transitron kontinuierliche Sinusschwingungen erzeugt werden. Wird ein Transitron mit einer Millerschaltung kombiniert, dann erhält man einen Einröhrenkippgenerator mit sehr guter Zeitlinearität.

In Heft 24 veröffentlichen wir einen Beitrag über die Berechnung der Eigenschwingungsdauer eines selbstschwingenden Multivibrators.

Zum Beitrag: Ein UKW-Antennenverstärker

[RADIO UND FERNSEHEN Nr. 18 (1955)]

Der auf Seite 555 beschriebene UKW-Antennenverstärker wurde bei einem Versuch, den 55 km entfernt liegenden Fernsehsender Inselsberg zu empfangen, mit bestem Erfolg eingesetzt.

Ohne Verstärker war das Bild flau, und die Synchronisation fiel infolge der geringen Feldstärke aus. Es wurde das Ferngerät Rembrandt benutzt. Als Antenne diente eine Skelettschlitzantenne. Der Empfangsort liegt in einem Tal.

Nachdem man den Antennenverstärker eingeschaltet und am spielenden Gerät abgeglichen hatte, wurde ein Bild empfangen, das zu keinerlei Beanstandungen Anlaß gab. Der Ton der Sendung war auch ohne Verstärker rauschfrei und laut zu empfangen. Es ergaben sich die nachfolgenden Windungszahlen:

L_1 = 240-Ω-Antenneneingang = 3 Wdg. Cu-Schaltdraht 0,6 mm ∅ (Mitte an Masse), 8 mm ∅

L_2 = 4,5 Wdg., 1 mm ∅ CuAg, ohne Kern, auf 18 mm auseinandergezogen, 8 mm ∅,

L_3 = 6 Wdg., 0,5 mm ∅ CuL, eng auf 5,5 mm ∅ gewickelt, freitragend.

L_4 = 4 Wdg., 1 mm CuAg, mit Alu- oder Messingkern, Länge 20 mm, 8 mm ∅ Parallelwiderstand 5 kΩ,

L_5 = 70 Ω = 1 Wdg., Schaltdraht 0,6 mm ∅, in Mitte zwischen Windungen L_4, einseitig an Masse (Hohlniet der Röhrenfassung).

Der Gitterableitwiderstand (0,2 MΩ) ist beim FS-Verstärker auf 50 kΩ zu verringern. Eine Neutralisation des Eingangs erwies sich als unnötig.

In dem Schaltbild des UKW-Antennenverstärkers auf Seite 555 ist noch die Mitte des Heizfadens mit der Heizleitung (6,3 V 0,3 A) zu verbinden.

Gerhard Gräfe, Kranichfeld

PETER PETEREIT

Zusatznetzgerät für Goertz-Vielfachmesser

Nachfolgend beschriebenes Netzgerät ist ein Zusatzgerät für den Goertz-Vielfachmesser „Universal HV". Dieser Vielfachmesser wird in größeren Stückzahlen in die Deutsche Demokratische Republik importiert und erfreut sich wegen seiner Vielseitigkeit allgemeiner Beliebtheit. In Verbindung mit dem hier beschriebenen Netzgerät lassen sich auch Kapazitäts- und Widerstandsmessungen ohne Zuhilfenahme besonderer Spannungsquellen und weiterer Schaltungsaufbauten schnell und betriebssicher durchführen.

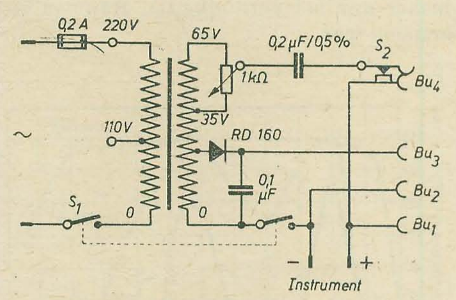


Bild 1: Schaltbild des Gerätes

Bild 1 zeigt die Schaltung des Geräts. Beim Schließen des Schalters S_1 wird der Umspann- und Trenntrafo eingeschaltet, und das Gerät ist betriebsbereit. Zwischen den Buchsen 3 und 4 können dann Widerstandsmessungen bis 10 MΩ und zwischen den Buchsen 1 und 2 Kapazitätsmessungen von etwa 5 nF bis 10 µF durchgeführt werden.

Zur Widerstandsmessung dient eine Gleichspannung von 14 V, die man aus einer Netzwechselspannung von 13 V durch Gleichrichtung mit Hilfe einer Germaniumdiode RD 160 erhält. Sie wird in Serienschaltung zum Instrument an die beiden Widerstandsmeßbuchsen (3 und 4) geführt. Beim Einstecken einer Meßschnur in die Buchse 4 wird gleichzeitig Schalter S_2 geöffnet, der die Kapazitätsmeßspannung einseitig vom Instrument trennt.

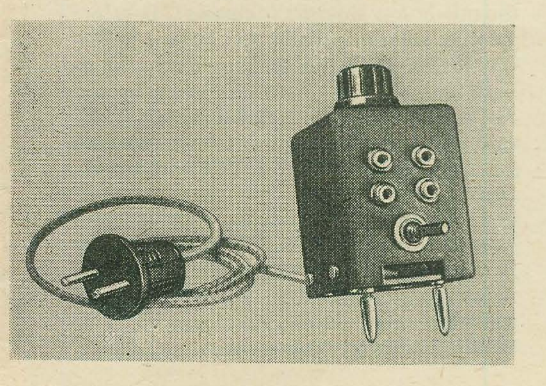
Die Kapazitätsmessung wird so vorgenommen, daß die unbekannte Kapazität mit einer Festkapazität von 0,2 µF einen Wechselspannungsteiler bildet. Um einen einfachen Anschluß des Netzgeräts an den Vielfachmesser zu ermöglichen, wurde der im Vielfachmesser vorhandene Kondensator (zwischen Buchse + und OUTPUT) nicht benutzt, sondern ein Kondensator von 0,2 µF zusätzlich in das Netzgerät eingebaut.

Als Spannungsquelle für die Kapazitätsmessung benötigt man eine regelbare Wechselspannungsquelle von etwa 50 V, die gegenüber der Reaktanz des 0,2-µF-Kondensators (~ 16 kΩ) einen geringen Innenwiderstand besitzt. Ein Innenwiderstand von < 250 Ω wurde bei verhältnismäßig geringem Spannungsteilerquerstrom durch Einengen des Spannungsregelbereiches auf ± 30% erzielt. Der zusätzliche Meßfehler durch den Innenwiderstand der Spannungsquelle steigt mit wachsender Kapazität von 0 an und erreicht für $C = \infty$ einen Wert von —1,6%. Damit ergibt sich für die Kapazitätsmessung eine höchste Meßunsicherheit von ± 4%, was für Kontrollmessungen im Reparaturbetrieb ohne Bedeutung ist. Die Meßkabel werden bei Kapazitätsmessungen in die Buchsen 1 und 2 eingesteckt.

Strom-, Spannungs- und Widerstandsmessungen, die sonst zwischen den „+"- und „—"-Buchsen des Universalmessers vorgenommen werden, können bei geöffnetem Schalter S_1 zwischen den Buchsen 2 und 4 stattfinden. In dieser Schalterstellung ist das Netzgerät nur einseitig an den Vielfachmesser angeschlossen. Zur einwandfreien Messung an geerdeten Netzwerken ist eine gute Isolation zwischen Primär- und Sekundärwicklung des Transformators Voraussetzung.

Das gesamte Gerät wurde in eine vorhandene Blechkapsel mit den Abmessungen 70 × 65 × 55 mm eingebaut (Bild 2) Es wird mit den beiden Stiften an der Grundplatte in die „+"- und „—"-Buchsen des Vielfachmessers eingesteckt und ist nach Anschließen des Netzkabels sofort betriebsbereit.

Bild 2: Ansicht des Zusatznetzgerätes



Röhren-Transistorempfänger von Graetz

Es macht erfahrungsgemäß noch Schwierigkeiten, Transistoren bei Frequenzen oberhalb etwa 3 MHz zum einwandfreien Arbeiten zu bringen. Graetz entwickelte daher einen kombinierten Röhren-Transistorempfänger mit zwei Röhren und fünf Transistoren sowie zwei Germaniumdioden. Es handelt sich hierbei um einen 6-Kreis-Super zum Empfang der Wellenbereiche Lang, Mittel, Kurz. Die Anodenspannung von 50 V für die beiden Röhren wird mit Hilfe eines transistorbestückten Spannungswandlers gewonnen. Die Arbeitsweise des auch „elektronischer Zerhacker" oder „Gleichstromtransformator" genannten Spannungswandlers verdeutlicht das Bild 1, wo eine Spannungsverdreifachung angenommen wurde. Der Transistor arbeitet hier in einer Sperrschwingerschaltung, erzeugt also Kippschwingungen, die in den Induktivitäten Spannungsspitzen von verhältnismäßig großer Amplitude hervorrufen. Durch Spannungsvervielfachung in der nachgeschalteten Gleichrichteranordnung kann die bereits im Transformator übersetzte Spannung noch weiter erhöht werden. Auf diese Weise wird mit sehr hohem Wirkungsgrad (etwa 80%) und wirtschaftlicher als aus einer Anodenbatterie die zur Verfügung stehende 6-V-Spannung der vier Monozellen in die 50-V-Anodenspannung für die beiden HF-Röhren des kombinierten Röhren-Transistorempfängers umgewandelt. Der gesamte Stromverbrauch des Gerätes beträgt 70 mA bei 6 V und mittlerer Lautstärke; die vier Monozellen reichen somit für etwa 150 Betriebsstunden aus.

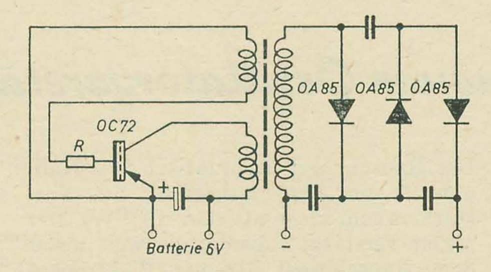
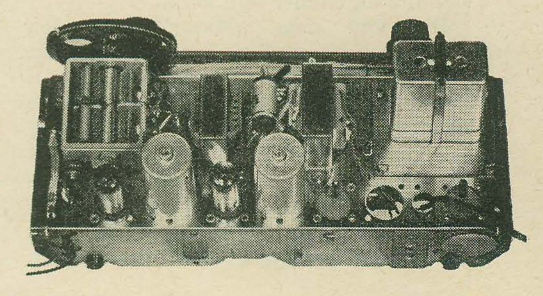


Bild 1: Elektronischer Zerhacker (Gleichstromtransformator)

Im HF-Teil dieses Gerätes befinden sich die beiden Röhren DK 96 (Mischröhre) und DF 96 (ZF-Röhre). Als Gleichrichter folgt wieder eine Ge-Diode OA 72; der NF-Verstärker ist ähnlich wie beim Volltransistorempfänger mit den Transistoren 2 × OC 71 (NF-Vorstufe und Treiber) und 2 × OC 72 (Gegentaktendstufe) bestückt. Der elektronische Zerhacker enthält den Transistor OC 72 und die Ge-Diode OA 85. Die Ausgangsleistung beträgt 200 mW. Bild 2 zeigt eine Chassisansicht des kombinierten Röhren-Transistorempfängers. *tae-*

Bild 2: Chassis des Röhren-Transistorempfängers



Kontraststeigerung von Fernsehbildern durch selektive Filterschutzscheiben

Von Siemens & Halske wurde ein Verfahren zur Steigerung der Kontrastwirkung von Fernsehbildern entwickelt, welches eine Betrachtung der Fernsehbilder auch in nicht verdunkelten Räumen bei guter Schärfe gestattet. Dieses Verfahren besteht in der Verwendung einer selektiven Filterschutzscheibe, die, vor dem Bildschirm der Fernsehröhre angeordnet, nur blaues und gelbes Licht hindurchläßt, Licht mit anderen Wellenlängen dagegen absorbiert.

Zur näheren Erklärung der Wirkungsweise veranschaulicht Bild 1 zunächst die Verhältnisse bei üblichen Fernsehröhren mit Klarglaskolben und einer Schutzscheibe aus gewöhnlichem Glas. Sowohl das Nutzlicht, welches vom Fernsehbild herrührt, als auch das von außen einfallende Fremdlicht (Tageslicht), gehen ohne Schwächung durch die Schutzscheibe hindurch. Eine Kontrastwirkung zwischen Nutzlicht und Fremdlicht besteht nicht.

Bei Verwendung eines Grauglaskolbens (Bild 2) an Stelle eines Klarglaskolbens als Schirm für die Bildröhre wird das Nutzlicht im Grauglaskolben einmal geschwächt, das von außen auf den Schirm fallende und von dort reflektierte Fremdlicht dagegen zweimal. Die Kontrastwirkung läßt sich erheblich steigern, wenn an Stelle einer Schutzscheibe aus Klarglas eine selektive Filterschutzscheibe benutzt wird (Bild 3). Das Fremdlicht wird jetzt sowohl in der Filterschutzscheibe als auch im Grauglaskolben beim Hin- und Rückgang, das heißt, insgesamt viermal geschwächt, das Nutzlicht dagegen nur zweimal. Bild 4 zeigt die spektrale Durchlässigkeit der Filterscheibe. Wie ersichtlich, wird nur blaues und gelbes Licht praktisch ungeschwächt durch die Filterschutzscheibe hindurchgelassen, während Licht mit anderen Wellenlängen stark absorbiert wird.

Dieses Prinzip zur Kontraststeigerung ist zum ersten Male im neuen Siemens-Fernsehempfänger angewandt worden. Es gelingt auf diese Weise, Fernsehbilder zu erhalten, deren Güte bei Betrachtung im Tageslicht derjenigen entspricht, die bisher nur bei verdunkelten Räumen zu erzielen war.

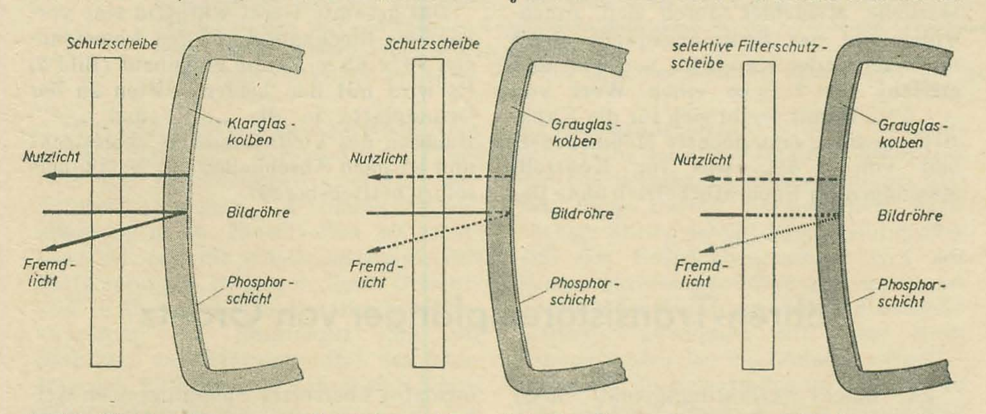


Bild 1: Gleiche Wirkung von Nutzlicht und Fremdlicht bei Verwendung einer Bildröhre mit Klarglaskolben und einer Klarglasschutzscheibe
Bild 2: Zweifache Schwächung des Fremdlichtes bei Verwendung von Grauglaskolben
Bild 3: Vierfache Schwächung des Fremdlichtes bei Verwendung von Grauglaskolben und einer Filterschutzscheibe

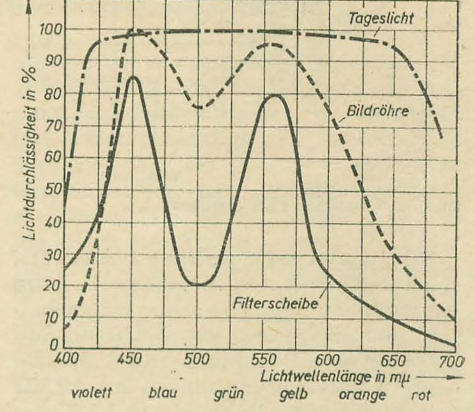


Bild 4: Spektrale Durchlässigkeit der Filterscheibe

cand. rer. nat. H.-J. FISCHER

Ein neuer Oszillatorverstärker

Im Columbia Radiation Laboratory wurde ein elektronischer Oszillator nach einem völlig neuen Prinzip entwickelt. Das Gerät wird „Maser" genannt, das heißt „Microwave Amplification by stimulated emission of radiation" oder auf Deutsch „Mikrowellenverstärker durch angeregte Emission mittels Strahlung". Die Arbeiten an dem Gerät wurden von dem Professor der Physik C. H. Townes unter Mitarbeit von Dr. H. J. Zeiger und J. P. Gordon ausgeführt. Das Gerät war eigentlich nur als Hilfsgerät für Mikrowellenspektroskopie gedacht. Es hat sich aber ergeben, daß das Anwendungsgebiet viel umfangreicher sein kann.

Die von dem „Maser" erzeugten Schwingungen sind so konstant, daß sie in einer Atomuhr mit 20- bis 50mal höherer Genauigkeit als alle bisher verwendeten Schwingungen verwendet werden können. Das Gerät eignet sich auch für ein genaueres LORAN-Navigationssystem als Muttersender. Verwendet man das Gerät als Verstärker, so ergibt sich ein sehr gutes Signal/Rausch-Verhältnis. Der Rauschpegel ist praktisch fast Null, obwohl die Ausgangsleistung des Verstärkers sehr klein ist (etwa 10^{-9} W). Der Maser verstärkt Signale, die weit unter dem Rauschpegel üblicher Elektronenröhren liegen, so daß man ihn als Vorverstärker vor einem gewöhnlichen Elektronenröhrenverstärker verwenden kann. Trotz seiner Größe ist das Gerät ein Mikrowellensender, der auf einer Frequenz von 23870 MHz, der Resonanzfrequenz der Ammoniakmoleküle, arbeitet. Ein Messingkasten ist nur als Gefäß für die unter geringem Druck eingebrachten Ammoniakmoleküle gedacht. Diese werden mit einem Druck von 10^{-6} Torr injiziert. Der Kasten enthält die aktiven Teile, nämlich vier zylindrische Elektroden, die ein elektrostatisches Feld bilden und einen Resonanzhohlraum von etwa 1 cm Durchmesser und 75 mm Länge. Außer diesen Teilen sind noch luftdichte Durchführungen für Pumpen, Hohlleiter, Kontrollelemente und Gaszuführung eingebaut.

Die Wirkungsweise des Gerätes ist einfach. Ein Strom von Ammoniakmolekülen wird in die Messingkammer geleitet und durch das Feld, das durch die vier Kupferzylinder gebildet wird, gebündelt. Die Moleküle können sich in zwei Stadien befinden — in einem Stadium geringer Energie, wo Energie absorbiert wird, und in einem Stadium hoher Energie, wo Strahlung emittiert werden kann. Wenn die Moleküle durch das elektrostatische Feld der vier Zylinder wandern, werden die Moleküle geringer Energie zerstreut, die mit hoher Energie fokussiert. Letztere gelangen dann in einer Art Strahl in den Hohlraum kurz hinter dem Feld. Innerhalb des auf die Resonanzfrequenz der Ammoniakmoleküle abgestimmten Hohlraumes strahlen einige der Moleküle und geben ihre Energie an den Hohlraum ab. Durch diese geringe Anfangsenergie werden die anderen Moleküle ähnlich einer Kettenreaktion gesteuert, und in kurzer Zeit baut sich im Hohlraum eine kräftige Schwingung auf. Die erzeugte Mikrowellenenergie wird über gewöhnliche Hohlrohrleitungen nach außen geführt.

Dieser völlig neue Schwingungsmechanismus bezieht seine Energie nicht von der Stromquelle des elektrostatischen Feldes (die übrigens eine Spannung von 6 bis 20 kV liefern muß), sondern die Energie kommt aus dem Ammoniakgas selbst. Annähernd 10^{14} Moleküle müssen pro Sekunde in die Kammer eingeführt werden, um eine Schwingung aufrechtzuerhalten.

Ist die Anzahl der Moleküle nicht groß genug, um eine Schwingung zu erzeugen, wirkt das Gerät als Verstärker. Ein äußeres Signal kann eingeführt und von den strahlenden Molekülen aufgenommen werden.

Das Einführen des Signals erfolgt im Resonatorhohlraum durch einen Hohlleiter. Durch Reflexion gelangen dann die verstärkten Signale durch denselben Hohlleiter wieder zurück. Man kann auch die Signale von einer Seite dem Hohlraum zuführen und von der anderen Seite abnehmen. Die Verstärkung der Apparatur hängt mit ihrer Stabilität zusammen. Eine 100fache stabile Verstärkung kann man noch erreichen. Das Verringern des restlichen thermischen Rauschens geschieht durch Koppeln, wodurch sich die Verstärkungsgrenze um fast zwei Zehnerpotenzen nach unten verschiebt. Zur Zeit der Berichterstattung waren zwei der genannten Geräte in Betrieb, wobei man den zweiten aus dem Grunde bauen mußte, weil kein gegenwärtiges Meßgerät so genau ist, den Maser überprüfen zu können. Während der Versuche wurden die erzeugten Frequenzen mit einer Genauigkeit von 10^{-14} gemessen, was die genaueste Messung zweier physikalischer Größen überhaupt darstellen dürfte. Während Professor Townes in erster Linie an der Mikrowellenspektroskopie interessiert war, ist eine der nächstliegendsten Anwendungen des Masers der Einsatz als Frequenzstandard. Er ist nahezu dreißigmal stabiler als eine Quarzuhr. Bei der bisher üblichen Atomuhr arbeitet das Ammoniakgas als selektiver Absorber, während der Maser gerade umgekehrt arbeitet, nämlich als selektiver Oszillator. Professor Townes will bei der Mikrowellenspektroskopie eine zehnmal größere Auflösung als mit den bisherigen Methoden erzielen.

Es ist heute noch nicht abzusehen, inwieweit sich das neue Schwingungserzeugungsprinzip weitere Anwendungsgebiete erobert.

Nach einem Artikel in „Radio-Electronics" Juni 1955, von F. Schuman.

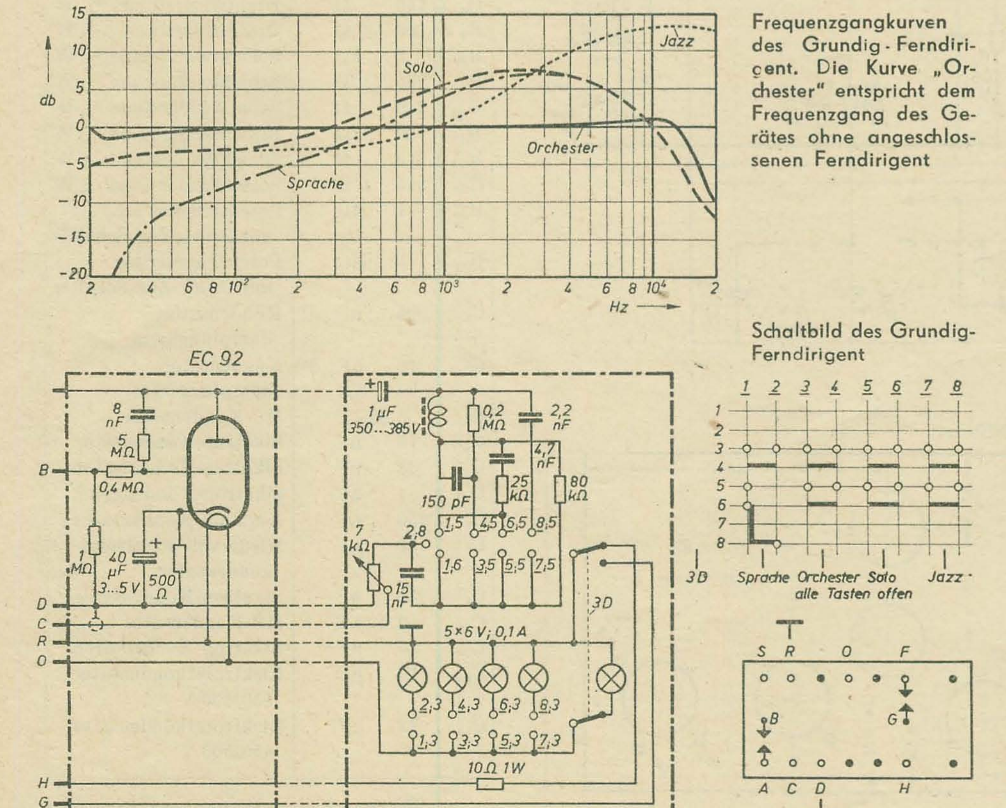
Die Wirkungsweise des Grundig-Ferndirigent

Im Prinzip ist der Ferndirigent nur eine Weiterentwicklung der schon seit mehreren Jahren in den Grundig-Spitzen-Musikschränken angewandten Fernbedienung, und man hat wie bisher ein zusätzliches Röhrensystem als Impedanzwandler und zusätzlichen Verstärker verwendet. Dadurch ist ein niederohmiger Anschluß des Lautstärkereglers und der Klangbildtasten möglich. Selbst Zuleitungen bis zu 10 m bleiben ohne Einfluß auf die Wiedergabegüte und die Übertragung der höchsten Frequenzen.

Beim Grundig-Ferndirigent wurde die bisher kontinuierliche Fernklangregelung in eine drucktastengesteuerte Klangvariatorschaltung umgewandelt und der Anschluß so ausgeführt, daß die zusätzliche Röhre nicht im Rundfunkgerät, sondern im Anschlußstecker des Fernbedienungskabels untergebracht ist. Im Rundfunkgerät selbst ist lediglich eine Mehrfachbuchsenplatte vorhanden. Beim Einsetzen des Fernbedienungssteckers werden im NF-Teil und bei den 3-D-Lautsprecherzuleitungen automatisch einige Verbindungen unterbrochen und dafür die Zuleitungen des Ferndirigent eingeschaltet.

Der Ferndirigent ist so gebaut, daß er für alle Grundig-Rundfunkgeräte mit Ferndirigentanschluß verwendet werden kann. Vor dem Gitter der Röhre EC 92 liegt ein 400-kΩ-Widerstand, um den niedrigen Eingangswiderstand, der durch die starke Spannungsgegenkopplung (Kondensator 8 nF, Widerstand 5 MΩ) entsteht, unwirksam zu machen. Dadurch bleibt der für den Empfänger notwendige Eingangswiderstand erhalten. Von der Anode der Röhre EC 92, die direkt mit dem Kabel verbunden ist, wird die verstärkte NF-Spannung auf das niederohmige Netzwerk und den Lautstärkeregler des Ferndirigent geführt.

Den vier Drucktasten neben dem 3-D-Fernschalter sind die Funktionen „Sprache", „Orchester", „Solo" und „Jazz" zugeordnet. Bei allen Tastenstellungen wurde berücksichtigt, daß etwa der gleiche Lautstärkeeindruck entsteht. Die Frequenzgangkurven zeigen deutlich die Wirkungsweise der verschiedenen frequenzabhängigen Elemente.



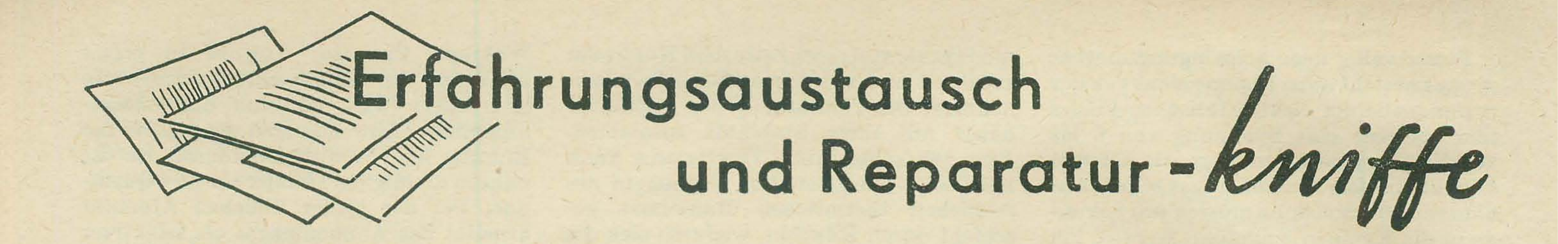
Frequenzgangkurven des Grundig-Ferndirigent. Die Kurve „Orchester" entspricht dem Frequenzgang des Gerätes ohne angeschlossenen Ferndirigent

Schaltbild des Grundig-Ferndirigent

Wird die Taste „Solo" gedrückt, so bewirkt der durch 25 kΩ gedämpfte Serienresonanzkreis, der aus einer Induktion von 0,1 H und einem Kondensator von 4,7 nF besteht, eine Überhöhung bei etwa 3000 Hz. In Stellung „Sprache" ist der gleiche Kreis in Funktion; es wird lediglich noch ein Serienkondensator zum Lautstärkeregler eingeschaltet, der den gewünschten Abfall der tiefen Frequenzen zur Folge hat. Der Abfall bei den hohen Frequenzen vermindert die senderseitige Höhenbetonung.

Bei Druck der Taste „Jazz" wird zur Grunddämpfung ein 2,2-nF-Kondensator parallel geschaltet. Er bewirkt etwa ab Frequenzmitte einen gleichmäßigen Anstieg nach den hohen Frequenzen. Bei 12 000 Hz beträgt die Überhöhung etwa 14 db.

Der Lautstärkeregler von 7 kΩ paßt sich der niederohmigen Fernreglerschaltung an. Der ebenfalls im Fernbedienungsteil angeordnete 3-D-Schalter erlaubt, die Seitenlautsprecher abzuschalten. An ihre Stelle tritt ein 10-Ω-Ersatzwiderstand. Bei Druck der Tasten werden jeweils durch Symbole bezeichnete Felder von Glühlämpchen erleuchtet.



Erfahrungsaustausch und Reparatur-kniffe

Bauanleitung für einen 6-W-Verstärker

Für verschiedene Zwecke wurde ein kleiner 6-W-Verstärker geschaffen, der sich auch für den Betrieb von Magnettonbandgeräten gut bewährt hat. Das Gerät wird über einen Netztransformator mit einer Sekundärwicklung 2×300 V für die Anodenspannung und einer Heizwicklung 6,3 V für die Heizung aller drei Röhren betrieben und arbeitet mit den Röhren EF 80, EL 84 und der Gleichrichterröhre EZ 80. Durch die Verwendung dieser Miniaturröhren lassen sich die äußeren Abmessungen des Gerätes recht klein halten.

Bild 1 zeigt die Schaltung des Verstärkers. Im hochohmigen Eingang befindet sich ein dämpfungsarmer Kondensator von 25 nF. Desgleichen ist darauf zu achten, daß für C_2 ebenfalls ein dämpfungsarmer Kondensator verwandt wird. Das Potentiometer R_{16} ist kombiniert mit einem Druck-Zug-Schalter für die Netzeinschaltung. Es empfiehlt sich, auch das Potentiometer R_{17} mit einem gleichen Schalter zu wählen, so daß die Möglichkeit besteht, die Gegenkopplung im Anodenkreis der EL 84 abzuschalten. Eine Gegenkopplung von der niederohmigen Seite des Ausgangsübertragers zum kalten Ende des Eingangspotentiometers begünstigt den Frequenzgang wesentlich. Die als Triode geschaltete Röhre EF 80 wurde mit einem Abschirmzylinder aus 1,5 mm dickem Eisenblech umgeben. Dadurch wird die Beeinflussung des Verstärkers durch Fremdfelder weitgehend verhindert. Die Kombination C_4, R_{17} ermöglicht die für Bandaufnahmen erforderliche Höhenanhebung.

Bild 2 zeigt den Aufbauplan für das Chassis. Die Abmessungen des Chassis betragen bei dem Mustergerät 230×90×60 mm, es wurde aus 1,5 mm dickem Eisenblech gefertigt. Der Aufbau und die Verdrahtung bieten keinerlei Schwierigkeiten. Es ist darauf zu achten, daß sämtliche Leitungen so kurz wie möglich zu verlegen sind und die Kondensatoren und Widerstände möglichst mit ihren Anschlußdrähten direkt mit dem zugehörigen Bauelement verbunden werden.

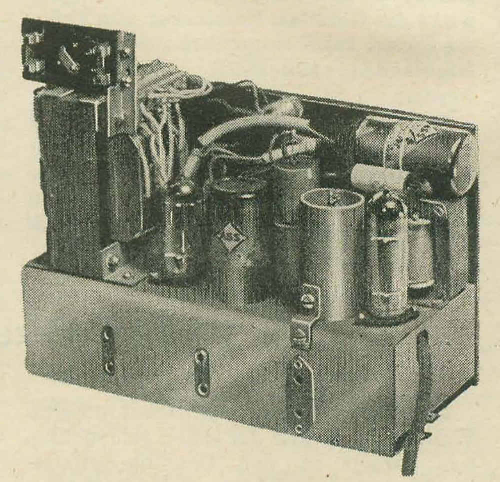


Bild 3: Chassis des 6-W-Verstärkers

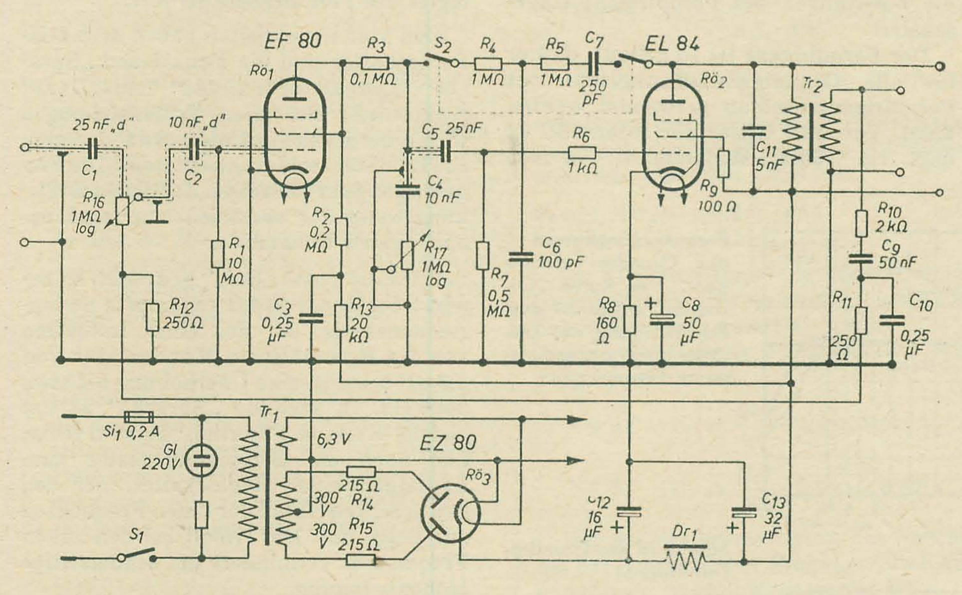
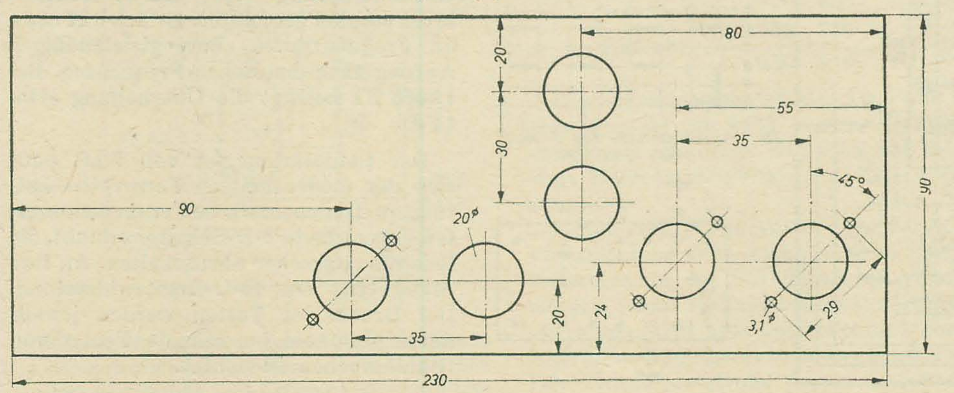


Bild 1: Schaltbild des 6-W-Verstärkers

Bild 2: Maßskizze des Chassis (von oben gesehen)



Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

Teil	Größe	Bemerkung
R_1	10 MΩ	Schichtwiderstand 1/4 W
R_2	0,2 MΩ	Schichtwiderstand 1/4 W
R_3	0,1 MΩ	Schichtwiderstand 1/4 W
R_4	1 MΩ	Schichtwiderstand 1/4 W
R_5	1 MΩ	Schichtwiderstand 1/4 W
R_6	1 kΩ	Schichtwiderstand 1/4 W
R_7	0,5 MΩ	Schichtwiderstand 1/4 W
R_8	160 Ω	Drahtwiderstand 1/2 W
R_9	100 Ω	Drahtwiderstand 1/2 W
R_{10}	2 kΩ	Schichtwiderstand 1/4 W
R_{11}	250 Ω	Schichtwiderstand 1/4 W
R_{12}	250 Ω	Schichtwiderstand 1/4 W
R_{13}	20 kΩ	Schichtwiderstand 1/4 W
R_{14}	215 Ω	Schichtwiderstand 1 W
R_{15}	215 Ω	Schichtwiderstand 1 W
R_{16}	1 MΩ	Potentiometer log. mit Druck-Zug-Schalter
R_{17}	1 MΩ	Potentiometer log. mit Druck-Zug-Schalter
C_1	25 nF „d"	Kondensator, dämpfungsarm
C_2	10 nF „d"	Kondensator, dämpfungsarm
C_3	0,25 µF	MP-Kondensator
C_4	10 nF	Sikatrop-Kondensator
C_5	25 nF	Sikatrop-Kondensator
C_6	1 nF	Sikatrop-Kondensator
C_7	250 pF	Keramik-Kondensator
C_8	50 µF	Niedervolt-Elektrolytkondensator
C_9	50 nF	Sikatrop-Kondensator
C_{10}	0,2 µF	MP-Kondensator
C_{11}	5 nF	Sikatrop-Kondensator
C_{12}	16 µF	Elektrolytkondensator 450/500 V
C_{13}	32 µF	Elektrolytkondensator 450/500 V

Werner Voigt, Wittenberg-Piesteritz

Ergänzungen zu den in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 1 (1955), S. 25/26 und Nr. 5 (1955) S 154 veröffentlichten Daten.

RÖHRENINFORMATION EL 84

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze

Zum Herabsetzen der Verzerrungen wird bei Endröhren meist eine Spannungsgegenkopplung angewendet, wobei ein Teil der Anodenwechselspannung an das Steuergitter zurückgeführt wird. Zum gleichen Zweck kann man aber auch einen Teil der Anodenwechselspannung auf das Schirmgitter koppeln. Eine solche Schirmgittergegenkopplung in Gegentaktschaltungen wird in neuerer Zeit unter dem Namen „Ultralinearschaltung" propagiert. Untersuchungen dieser Schaltung im Applikationslaboratorium der Valvo GmbH, deren Ergebnisse auch den hier veröffentlichten Kennlinienfeldern zugrunde liegen, ergaben, daß die gleichen Resultate auch mit einer normalen Spannungsgegenkopplung auf das Steuergitter erzielt werden können; der Name „Ultralinearschaltung" ist also irreführend[1]). Man spart bei der Schirmgittergegenkopplung aber zusätzliche Schaltelemente, da es nur notwendig ist, die Primärseite des Ausgangstransformators anzuzapfen. Bei Anwendung einer Spannungsgegenkopplung über mehrere Stufen kann man durch eine Schirmgittergegenkopplung der Gegentaktendstufe noch eine zusätzliche Linearisierung und Verzerrungsminderung erzielen.

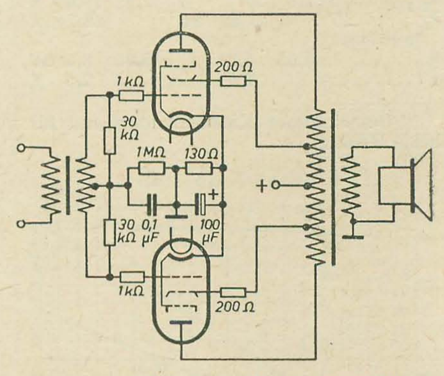
Es ist aber zu beachten, daß sich bei der Ultralinearschaltung Unsymmetrien der Wicklungen des Ausgangstransformators ungünstig auf den Klirrfaktor auswirken. Der Klirrfaktor kann unter Umständen sogar höher als bei der normalen Pentodenschaltung werden, speziell bei höheren Frequenzen. Die Kopplung zwischen den Wicklungshälften muß möglichst fest und die Primärinduktivität möglichst groß sein, nach Angaben von Valvo 175 H.

Je nach dem Anzapfungsverhältnis verwandelt sich der Charakter der Endröhre von dem einer Pentode (Anzapfungsverhältnis a = 0) bis zu dem einer Triode (a = 1). Damit sinkt aber auch die erzielbare maximale Sprechleistung von 16 auf <4 W, das heißt bis auf weniger als 25%. Man muß deshalb einen Kompromiß schließen: Der Klirrfaktor soll möglichst stark und die Sprechleistung sowie der Wirkungsgrad sollen möglichst wenig vermindert werden. Als günstigstes Verhältnis hat sich eine Anzapfung bei 20% der Wicklung (a = 0,2) herausgestellt. Hierbei vermindert sich die erzielbare höchste Sprechleistung um 12 (bei U_b = 300 V) bis 20% (bei U_b = 250 V), der Klirrfaktor jedoch um 40 bis 50%.

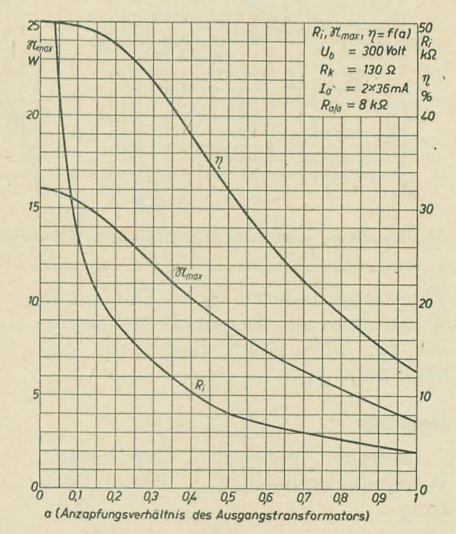
Die abgebildeten Klirrfaktorkurven gestatten einen entsprechenden Vergleich. Kurve b) zeigt den Klirrfaktor von zwei gegebenen Röhren EL 84 in einer Gegentakt-AB-Schaltung ohne Gegenkopplung, an der Sekundärseite des Ausgangstransformators gemessen, und die Kurve c) den Klirrfaktor in Ultralinearschaltung mit einem Anzapfungsverhältnis a = 0,2 (nach Valvo). Außerdem ist noch die Klirrfaktorkurve a) aus den Propagandadaten der EL 84 eingetragen. Diese Kurve verläuft, speziell bei U_b = 300 V, $\mathfrak{N}$ > 9 W, zum Teil wesentlich anders als die Kurve b). Das ist auf die verschiedenen Meßbedingungen sowie auf die Streuungen der Röhren untereinander zurückzuführen. Während für Kurve a) die Mittelwerte einer größeren Anzahl von Röhren aufgetragen wurden, bezieht sich die Kurve b) nur auf die gerade zur Messung benutzten Röhren.

Die Kurven über den Außenwiderstand zeigen, daß der geringste Klirrfaktor der Ultralinearschaltung bei $R_{a/a}$ = 7 kΩ, die maximale Leistung aber bei $R_{a/a}$ = 9 kΩ liegt. Mit höherem Außenwiderstand steigt der Klirrfaktor stark an. Der günstigste Wert liegt bei $R_{a/a}$ = 8 kΩ, wie die Kennlinienfelder zeigen. Man kann damit bei der Ultralinearschaltung die im Heft 5 (1955) veröffentlichten Daten der normalen Gegentakt-AB-Schaltung zugrunde legen.

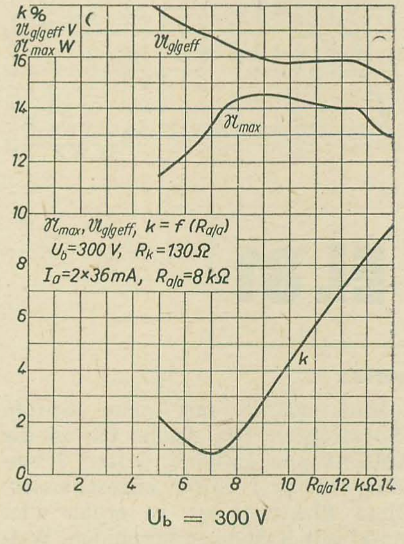
[1]) Siehe auch: Was ist die „Ultralinear"-Schaltung? in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 20 (1955) S. 621.



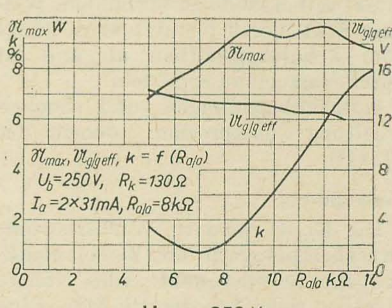
Gegentakt-AB-Stufe in Ultralinearschaltung



Wirksamer Innenwiderstand, maximale Sprechleistung, Wirkungsgrad in Abhängigkeit vom Anzapfungsverhältnis am Ausgangstransformator



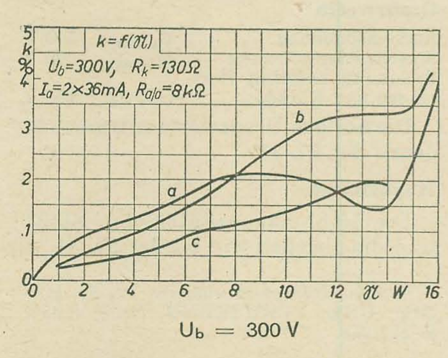
U_b = 300 V



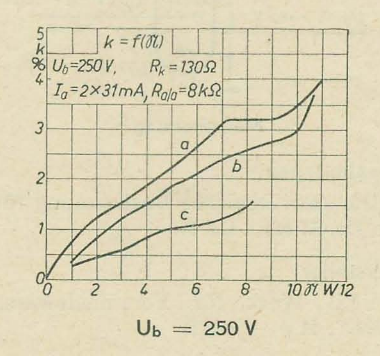
U_b = 250 V

Gitterwechselspannung, maximale Sprechleistung, Klirrfaktor in Abhängigkeit vom Außenwiderstand

Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Sprechleistung



U_b = 300 V



U_b = 250 V

Für verschiedene Zwecke wird eine Endtriode benötigt. Die Noval- und Miniaturröhrenreihe enthalten aber keine Endtrioden. Es ist jedoch möglich, die EL 84 als Endtriode zu benutzen, indem man ihr Schirmgitter und ihre Anode miteinander verbindet.

Betriebswerte der EL 84 als NF-Endverstärker in Triodenschaltung

a) Eintakt-A-Betrieb

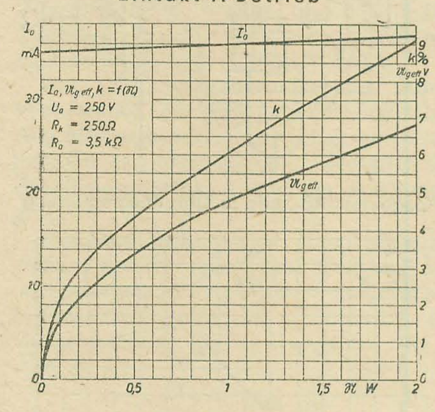
Anodenspannung	U_a	250			V
Katodenwiderstand	R_k	250			Ω
hierbei	U_{g1}	ca. —8,8			V
Außenwiderstand	R_a	3,5			kΩ
Gitterwechselspannung	$\mathfrak{u}_{geff}$	0	1	6,8	V
Anodenstrom	I_a	35		37	mA
Sprechleistung	$\mathfrak{N}$		0,05	2	W
Klirrfaktor	k			9,2	%

b) Zwei Röhren in Gegentakt-AB-Betrieb

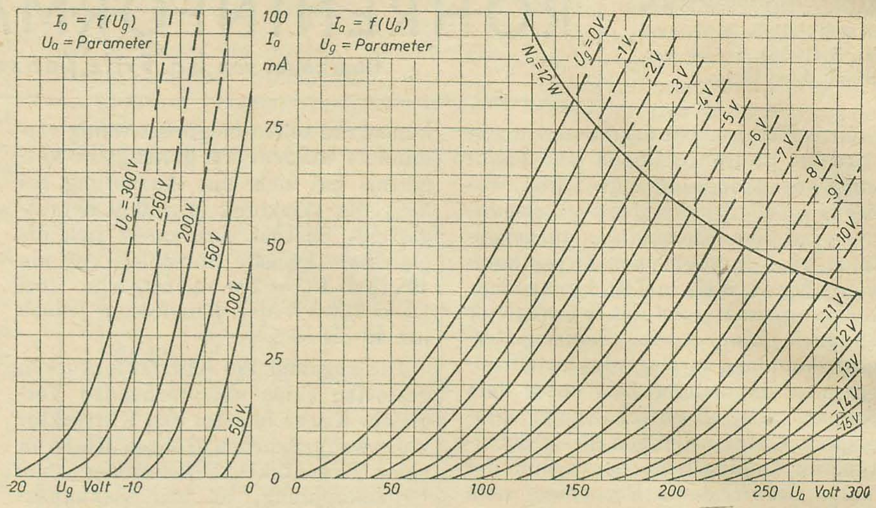
U_a		300			250		V
R_k		2×500			2×500		Ω
oder R_k[1])		250			250		Ω
$R_{a/a}$		10			10		kΩ
$\mathfrak{u}_{g/geff}$	0	1,8	20	0	1,9	16,6	V
I_a je Röhre	25		27,2	21		22,7	mA
$\mathfrak{N}$	0,05		5,2	0,05		3,4	W
k			2,5			2,5	%

[1]) Gemeinsamer Katodenwiderstand für beide Röhren.

Eintakt-A-Betrieb



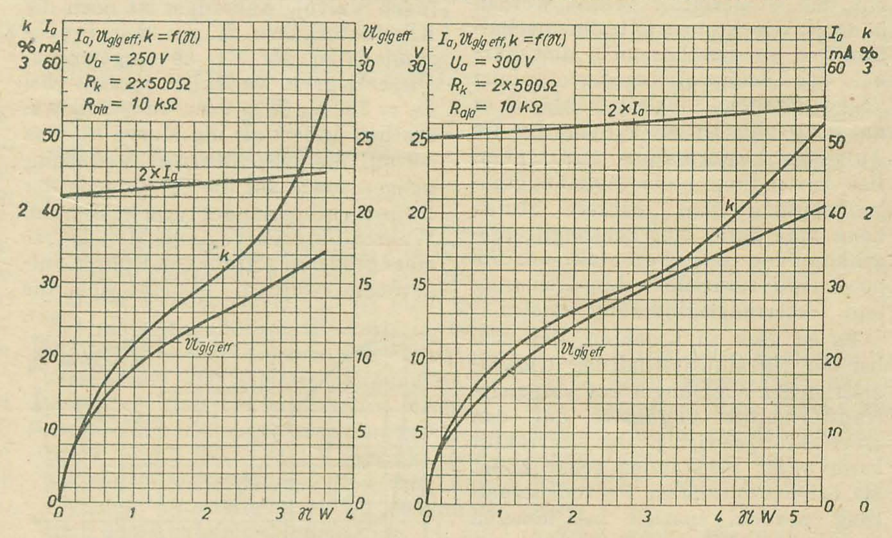
Statische Kennlinien der EL 84 in Triodenschaltung



Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

Zwei EL 84 in Triodenschaltung bei Gegentakt-AB-Betrieb



Anodenstrom, Gitterwechselspannung, Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Sprechleistung

EL 81

Aufbau

Miniaturröhre mit neun Stiften (Novalröhre). Die Anode ist an die Kolbenkappe geführt, Gitter 3 einseitig an zwei Stifte angeschlossen. Diese Elektrode ist zu erden oder direkt mit Katode zu verbinden. Welcher Stift hierzu benutzt wird, hängt vom Schaltungsaufbau ab und ist durch Versuch zu ermitteln.

Kolbenabmessungen und Sockelschaltung entsprechen denen der PL 81[1]).

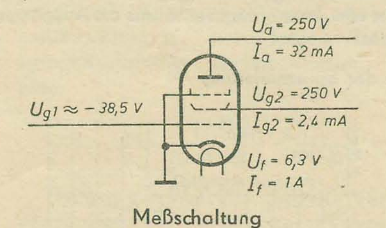
Verwendung

Die EL 81 wird in Wechselstromfernsehempfängern als Zeilenablenkendpentode verwendet. Alles Nähere hierüber siehe bei der PL 81[1]). Eine Verwendung von zwei Röhren EL 81 als Gegentakt-B-Verstärker ist möglich; es sind hierbei die Daten der PL 81 zugrunde zu legen. Daten und Kennlinien als Gegentakt-B-Verstärker bei U_b = 250 V liegen zur Zeit noch nicht vor.

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode. Wechselstromheizung, Parallelspeisung.

Heizspannung	U_f	6,3	V
Heizstrom	I_f	1	A



Meßschaltung

Paralleltypen

Die amerikanische Bezeichnung für die EL 81 ist 6 CJ 6.

Hersteller

VEB Werk für Fernmeldewesen „WF", HV — RFT.

Meßwerte

Anodenspannung	U_a	250	V
Bremsgitterspannung	U_{g3}	0	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	250	V
Gittervorspannung	U_{g1}	ca.—38,5	V
Anodenstrom	I_a	32	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2,4	mA
Steilheit	S	4,6	mA/V
Verstärkungsfaktor zwischen Gitter 2 und Gitter 1	$\mu_{g2/g1}$	5,1	
Schirmgitterdurchgriff	D_{g2}	19,6	%
Innenwiderstand	R_i	15	kΩ

Betriebswerte

Die Betriebswerte der EL 81 entsprechen denen der PL 81.

Grenzwerte

Anodenspannung	$U_{a\,max}$	300 V
Schirmgitterspannung	$U_{g2\,max}$	300 V
Spannung zwischen Heizfaden und Katode	$U_{f/k\,max}$	100 V

Die übrigen Grenzwerte entsprechen denen der PL 81.

Kapazitäten

Die Röhrenkapazitäten der EL 81 sind die gleichen wie bei der PL 81.

[1]) Siehe Röhreninformation PL 81, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 8 (1954) S. 247/248.

LEHRGANG FUNKTECHNIK

Hörrundfunk

38. Fortsetzung

Von Dipl.-Ing. A. RASCHKOWITSCH

Das Kapazitätsverhältnis des vorhandenen Drehkondensators beträgt:

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{450}{50} = 9.$$

Es gilt also:

$$\frac{C'_{max}}{C'_{min}} = \frac{\dfrac{C_{max}\,C_s}{C_{max} + C_s}}{\dfrac{C_{min}\,C_s}{C_{min} + C_s}} = \frac{C_{max}\,(C_{min} + C_s)}{C_{min}\,(C_{max} + C_s)}.$$

Setzen wir für die Kapazitätsverhältnisse die bekannten Werte ein, so gilt weiter:

$$2{,}25\,(C_{max} + C_s) = 9\,(C_{min} + C_s)$$

oder

$$2{,}25\,C_{max} - 9 \cdot C_{min} = 9\,C_s - 2{,}25\,C_s,$$

$$2{,}25 \cdot 450 - 9 \cdot 50 = 6{,}75\,C_s$$

und daraus schließlich

$$C_s = \frac{1015 - 450}{6{,}75} \approx 85\ \text{pF}.$$

Die Banddehnung mit einem Serienkondensator ist nur bei eingedrehtem Abstimmkondensator, das heißt am unteren Frequenzbereichende, voll wirksam. Durch Zuschalten einer Parallelkapazität (Bild 453 b) kann auch am oberen Ende des Frequenzbereiches, das heißt bei ausgedrehtem Abstimmkondensator, eine Banddehnung erzielt werden. Man erhält dann über den ganzen Frequenzbereich eine nahezu gleichmäßige Spreizung. Allerdings verringert der Parallelkondensator das L/C-Verhältnis und damit auch den Resonanzwiderstand des Kreises.

Eine weitere Methode der Banddehnung besteht zum Beispiel darin, daß man parallel zum Abstimmkondensator einen zusätzlichen kleinen Kurzwellendrehkondensator oder ein Variometer schaltet. Sie dienen zur Feineinstellung des gewünschten Kurzwellensenders, während die Grobeinstellung durch den Abstimmkondensator erfolgt. Diese Einrichtungen werden zuweilen auch als Kurzwellenlupe bezeichnet.

Zwischenfrequenzprobleme

Bedeutung des Überlagerungsempfanges

Der Mischempfang hat vor allem den Vorteil, daß durch die Frequenzumsetzung der Empfangsschwingung eine Erhöhung der Trennschärfe und Verstärkung erzielt wird. Dies ist allerdings nur dann der Fall, wenn die Zwischenfrequenz niedriger als die Empfangsfrequenz ist ($f_z < f_e$).

Diese Eigenschaft des Überlagerungsprinzips kann aus den Gleichungen (26) und (27) [DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 6 (1953) S. 187] abgeleitet werden. Da die Bandbreite b der Kreisdämpfung d und der Resonanzfrequenz $f_r = f_e$ direkt proportional ist ($b = f_e d$), so wird sie durch Umwandlung von f_e in eine niedrigere Zwischenfrequenz f_z bei gleichbleibender Kreisdämpfung ebenfalls verringert, das heißt aber, die Trennschärfe wird erhöht. Je niedriger die Zwischenfrequenz, um so trennschärfer oder selektiver also der Schwingungskreis.

Wählt man zum Beispiel die Zwischenfrequenz $f_z = 100$ kHz und ist $f_e = 1000$ kHz, so erhalten wir bei gleichbleibender Dämpfung eine zehnmal kleinere Bandbreite und eine zehnmal größere Selektivität (Trennschärfe). Will man eine bestimmte Bandbreite erzielen (zum Beispiel b = 9 kHz), so heißt dies, daß beim Überlagerungsempfänger die Anforderungen an die Kreisgüte zehnmal geringer sind als beim Geradeausempfänger.

Die höhere Verstärkung des Überlagerungsempfängers hängt mit dem günstigeren L/C-Verhältnis und mit der geringeren Dämpfung der Kreise bei niedrigen Resonanzfrequenzen zusammen. Der dadurch erzielbare größere Resonanzwiderstand hat auch eine größere Verstärkung zur Folge als bei höheren Frequenzen. Der Resonanzwiderstand Z_r eines Schwingungskreises mit einer Kreiskapazität C = 200 pF und der Dämpfung d = 0,5% beträgt zum Beispiel bei $f_z = 475$ kHz nach den Gleichungen (25a) und (33) [DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 6 (1953) S. 187/188]:

$$Z_r = \frac{1}{\omega_r C \cdot d}$$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 475 \cdot 10^3 \cdot 200 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-2}}$$

$$\approx 340\ \text{k}\Omega.$$

Eine weitere Trennschärfeerhöhung wird durch Verwendung von Bandfiltern erzielt. Diese sind in der Regel fest eingestellt (konstantes L/C-Verhältnis), so daß für alle Empfangsfrequenzen die Trennschärfe und damit auch die Bandbreite sowie die Verstärkung gleich bleiben. Beim Geradeausempfänger ändern sich jedoch durch die Kreisabstimmung Bandbreite und Verstärkung erheblich [vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 1 (1954) S. 28].

Für die Verstärkung einer ZF-Stufe mit kritisch gekoppelten Bandfiltern (Z_r = 340 kΩ je Kreis) im Anodenkreis einer HF-Pentode, deren Steilheit S = 2 mA/V und deren Innenwiderstand $R_i = 1{,}5$ MΩ beträgt, erhalten wir mit Rücksicht darauf, daß die Bandfilterkreise parallel wirken:

$$\mathfrak{V}_z = \frac{1}{2}\,S\,\frac{Z_r R_i}{Z_r + R_i}$$

$$= \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot 10^{-3}\,\frac{340 \cdot 1500}{340 + 1500} \cdot 10^3 \approx 280.$$

So hohe Verstärkungen lassen sich bei höheren Frequenzen nicht erzielen.

Spiegelfrequenz und Pfeifstörungen

Der Überlagerungsempfang ist nicht immer eindeutig. Der Mischvorgang ergibt unter anderem auch die Zwischenfrequenz $f_z = f_0 - f_e$, wenn an den Eingang der Mischröhre eine Frequenz gelangt, die um den doppelten Betrag der Zwischenfrequenz größer ist als die Empfangsfrequenz. Denn es ist auch

$$(f_e + 2\,f_z) - f_0 = f_z. \qquad (252)$$

Die Frequenz ($f_e + 2 f_z$) bezeichnet man als Spiegelfrequenz f_s, da sie spiegelbild-

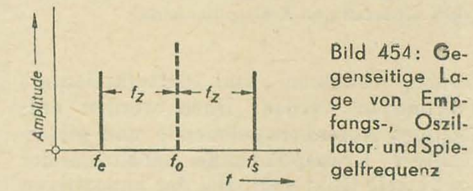


Bild 454: Gegenseitige Lage von Empfangs-, Oszillator und Spiegelfrequenz

lich zur Empfangsfrequenz f_e in bezug auf die Oszillatorfrequenz f_0 liegt (Bild 454). Außer dem gewünschten Sender f_e kann also gleichzeitig ein weiterer Sender gehört werden, der frequenzmäßig weitab von der Empfangsfrequenz liegt (Doppelempfang).

Der Empfang der Spiegelfrequenz ist unerwünscht und verursacht Störungen. Man wird daher für eine ausreichende Schwächung der Spiegelfrequenz vor der Mischröhre sorgen müssen und die Spiegelfrequenzvorselektion (Weitabselektion) möglichst groß machen.

Weicht die unerwünschte Empfangsfrequenz von der Spiegelfrequenz etwas ab, so entsteht am Demodulator eine Differenzfrequenz, die unter Umständen in den hörbaren Frequenzbereich fällt und einen Pfeifton erzeugt. Aus diesem Grunde dürfen auch Senderfrequenzen, die nahe der Zwischenfrequenz liegen, das Gitter der Mischröhre nicht erreichen und müssen am Empfängereingang ausgesiebt werden (Zwischenfrequenzsperre).

Die Pfeifstörungen sind besonders dann sehr zahlreich, wenn die Empfangs- und Oszillatorspannung oberwellenreich sind und wenn Modulationsverzerrungen in Vorröhren und ZF-Stufen entstehen. Die Modulationsverzerrungen können durch geringe Aussteuerung der HF- und ZF-Röhren kleingehalten werden. Man verwendet daher hier im allgemeinen Regel-

röhren. Störungen, die ihre Ursache in der Mehrdeutigkeit des Mischempfanges haben, müssen durch eine gute Vorselektion (zum Beispiel Eingangsbandfilter) oder auch durch Wahl einer günstigen Zwischenfrequenz beseitigt werden.

Die Antennenankopplung hat ebenfalls einen gewissen Einfluß auf die Selektion der Spiegelfrequenz, und zwar ist die hochinduktive (transformatorische) Ankopplung günstiger als die kapazitive Spannungskopplung. Der Widerstand des Kopplungskondensators ist nämlich für die höhere Spiegelfrequenz kleiner als für die Empfangsfrequenz, und damit ist auch die Kopplung für jene besser. Die hochinduktive Antennenkopplung benachteiligt die Übertragung höherer Frequenzen, so daß eine gewisse Spiegelfrequenzselektion stattfindet. Allerdings muß hierbei eine kapazitive Kopplung zwi-

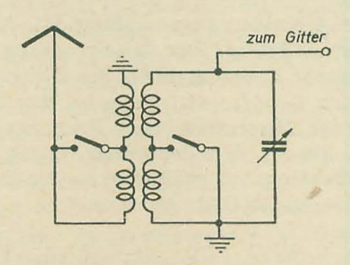


Bild 455: Spiegelfrequenzunterdrückung durch kapazitätsfreie hochinduktive Antennenkopplung (erdseitiges Antennenspulenende liegt neben dem gitterseitigen Kreisspulenende)

schen Antennen- und Gitterkreisspule vermieden werden. Dazu werden erdseitiges Antennenspulenende und gitterseitiges Kreisspulenende nebeneinander gewickelt (Bild 455). Bei der kapazitiven Stromkopplung findet ebenfalls eine gewisse Unterdrückung der Spiegelfrequenzen statt, da die höheren Frequenzen durch die Kopplungskapazität praktisch kurzgeschlossen werden (vgl. Bild 445).

Wahl der Zwischenfrequenz

Die Wahl der Zwischenfrequenz muß im wesentlichen nach folgenden Gesichtspunkten erfolgen:

1. Die ZF-Verstärkung soll möglichst groß sein, das heißt, die Zwischenfrequenz darf nicht zu hoch gewählt werden. Diese Forderung ist heute von geringerer Bedeutung, da man mit steilen HF-Pentoden auch hohe Frequenzen wirksam verstärken kann.
2. Ein Durchschlagen der Zwischenfrequenz vom Empfängereingang her muß vermieden werden, das heißt, die Zwischenfrequenz soll außerhalb des Empfangsbereiches liegen.
3. Spiegelfrequenzstörungen müssen möglichst gering sein, das heißt, die Spiegelfrequenzen sollen ebenfalls außerhalb des Empfangsbereiches liegen.

Die Zwischenfrequenz wäre daher wie folgt zu wählen:

$$f_z = \frac{f_{e\,max} - f_{e\,min}}{2}. \qquad (253)$$

Entsprechend der Frequenzbereicheinteilung [vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 3 (1953) S. 94] und unter Berücksichtigung der begrenzten Vorselektion kommen für die Zwischenfrequenz folgende Werte in Betracht:

100 bis 125 kHz (niedrige Zwischenfrequenz)
300 bis 500 kHz (mittlere Zwischenfrequenz)
1700 bis 2000 kHz (hohe Zwischenfrequenz).

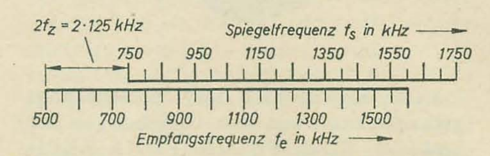


Bild 456: Spiegelfrequenzstörungen bei niedriger Zwischenfrequenz (Wellenbereich 500 bis 1600 kHz; f_z = 125 kHz)

Betrachten wir zum Beispiel den Bereich zwischen 500 und 1600 kHz, so liegen bei Verwendung einer niedrigen Zwischenfrequenz von 125 kHz die Spiegelfrequenzen zwischen (500 + 2 · 125) = 750 kHz und (1600 + 2 · 125) = 1850 kHz. Sie fallen also größtenteils unmittelbar in den Empfangsbereich (Bild 456), und es besteht die Gefahr des Doppelempfanges. Sie kann nur durch einen höheren Aufwand an Vorselektionsmitteln (mehrkreisige Eingangsbandfilter) verringert werden. Die Verwendung der niedrigen Zwischenfrequenz hat jedoch den Vorteil, daß ZF-Kreise hoher Güte herstellbar sind und damit eine gute Verstärkung sowie hohe Trennschärfe gegen Nachbarsender, das heißt eine gute Nahselektion erzielt wird.

Wesentlich günstiger liegen die Spiegelfrequenzverhältnisse bei Verwendung einer mittleren Zwischenfrequenz von zum Beispiel 475 kHz. Die zugehörigen Spiegelfrequenzen liegen hier zwischen (500 + 2 · 475) = 1450 kHz und (1600 + 2 · 475) = 2550 kHz. Der größte Teil befindet sich außerhalb des Empfangsbereiches (Bild 457), so daß man mit einer einfachen Vorselektion auskommt. Da man diese Frequenz ebenfalls recht gut verstärken kann, ist die mittlere Zwischenfrequenz im allgemeinen günstiger und daher vorzuziehen.

Bei Verwendung einer hohen Zwischenfrequenz (zum Beispiel 1600 kHz) liegen

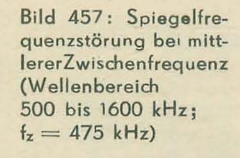
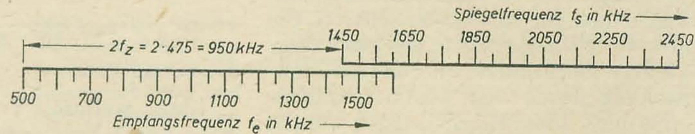


Bild 457: Spiegelfrequenzstörung bei mittlerer Zwischenfrequenz (Wellenbereich 500 bis 1600 kHz; f_z = 475 kHz)



die Spiegelfrequenzen noch weiter außerhalb des Empfangsbereiches, so daß praktisch keine Vorselektion notwendig ist. Allerdings bedingt die hohe Zwischenfrequenz eine schlechtere Trennschärfe (große Bandbreite) und geringe Verstärkung. Die Vorteile des Überlagerungsempfanges können also nicht voll ausgenutzt werden.

Ähnliche Überlegungen gelten auch für die anderen Wellenbereiche. Es ist stets zu überprüfen, ob die Spiegelfrequenzen weitgehendst außerhalb des jeweiligen Empfangsbereiches liegen und ob sich im Überlappungsbereich nicht starke Sender befinden, die Störungen verursachen könnten.

Aus konstruktiven Gründen wählt man für die normalen Rundfunkbereiche (LW, MW und KW) eine gemeinsame Zwischenfrequenz von 400 bis 500 kHz. Genormt sind die Werte

$$f_z = 440,\ 468,\ 473,\ 490\ \text{kHz}, \qquad (254)$$

so daß eine gewisse Ausweichsmöglichkeit vorhanden ist. Nach zwischenstaatlichen Vereinbarungen arbeiten auf diesen Frequenzen keine Sender (international freie Wellenlängen).

Beispiel: Die ersten Oberwellen (2. Harmonischen) der Langwellensender zwischen 220 und 250 kHz liegen im Bereich der genormten Zwischenfrequenzwerte (Bild 458) und verursachen unter Umständen Störungen. Die zweite Harmonische des Senders Luxemburg, 2 · 233 = 466 kHz, ergibt mit der Zwischenfre-

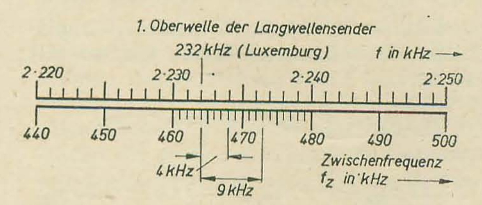


Bild 458: Störanfälligkeit der genormten Zwischenfrequenzen durch die ersten Oberwellen der Langwellensender zwischen 220 und 250 kHz

quenz 468 kHz Pfeiftöne der Frequenz 468 — 466 = 2 kHz.

Durch Ausweichen auf f_z = 473 kHz wird die Frequenzdifferenz gleich 7 kHz und der Pfeifton weniger störend, da er außerhalb der Bandbreite (±4,5 kHz) liegt.

Die genormten Zwischenfrequenzwerte bedingen beim Langwellenempfang eine Verringerung der Trennschärfe, da sie höher liegen als die Empfangsfrequenzen. Die Spiegelfrequenzselektion ist ebenfalls schlechter, weil die Frequenzen des Mittelwellenbereiches als Spiegelfrequenzen wirksam sind. Für den Langwellenempfang sieht man aus diesem Grunde meist Eingangsfilter für die als Spiegelfrequenzen wirksamen Mittelwellensender vor.

Bei Kurzwellen liegen die Spiegelfrequenzverhältnisse bedeutend ungünstiger. Im allgemeinen verzichtet man hier — zugunsten der anderen Wellenbereiche und einer höheren ZF-Verstärkung — auf die Verwendung einer günstigeren Zwischenfrequenz. Die durch die verhältnismäßig niedrige genormte Zwischenfrequenz verursachten Mehrdeutigkeiten des Empfanges und Pfeifstörungen werden in Kauf genommen. Kommerzielle Kurzwellenempfänger verwenden jedoch meist eine höhere Zwischenfrequenz (zum

Beispiel 1500 kHz), was mit einem größeren Aufwand für den ZF-Verstärker verbunden ist. Die höhere Zwischenfrequenz ist nämlich in bezug auf die Trennschärfe und Verstärkung recht ungünstig. Deshalb wird oft die hohe Zwischenfrequenz nach einer vorhergehenden Verstärkung in einer zweiten Mischstufe mit einem zweiten fest abgestimmten Oszillator in eine niedrige Zwischenfrequenz von zum Beispiel 120 kHz umgewandelt (doppelte Überlagerung). Die auf die zweite Mischstufe folgenden ZF-Stufen haben daher eine gute Nahselektion.

Im UKW-Bereich (86,5 bis 108 MHz) wird die Zwischenfrequenz entsprechend Gleichung (253) gewählt:

$$f_z = \frac{108 - 86{,}5}{2} = 10{,}7 \text{ MHz}. \quad (255)$$

Die ausreichende Verstärkung so hoher Frequenzen kann nur durch mehrstufige ZF-Verstärker erfolgen[1]).

Hilfskreise (Sperr- und Saugkreise)

Neben den Schwingungskreisen, die für den Empfang unerläßlich sind (HF-, Oszillator- und ZF-Kreise), haben die meisten Empfänger eine Anzahl von Kreisen, deren Funktion nicht dem Empfang dient, diesen aber wesentlich verbessert.

Sperrkreise

Der in die Antennenleitung geschaltete Parallelschwingungskreis (Bild 459) dient zum Fernhalten störender Frequenzen am Empfängereingang. Er wird in der Regel kapazitiv auf den Störsender abgestimmt. Sein hoher Resonanzwiderstand schwächt den Antennenstrom, so daß die Störfrequenz wesentlich schwächer eingekoppelt wird. Die Bedämpfung des Sperrkreises durch die Antenne wird weitestgehend verringert, wenn diese an eine Spulenanzapfung angeschlossen wird. Die Verringerung der Dämpfung bewirkt eine bessere Trennschärfe des Sperrkreises, und der Antennenstrom benachbarter Sender wird nur wenig geschwächt.

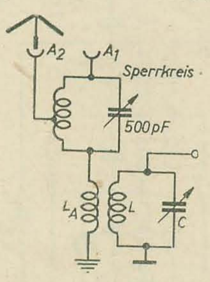


Bild 459: Sperrkreis in der Antennenleitung

Sperrkreise werden in der Regel zum Vermeiden des sogenannten Durchschlagens starker Ortssender bei Empfängern geringer Trennschärfe verwendet, da ein solcher Sender unter Umständen über den ganzen Frequenzbereich hinweg zu hören ist. Bei hochwertigen Empfängern kann ein auf die Zwischenfrequenz fest eingestellter Sperrkreis als ZF-Sperre dienen.

Saugkreise (Leitkreise)

An Stelle eines Sperrkreises kann man auch einen geeignet geschalteten Saugkreis zur Beseitigung von Störfrequenzen verwenden. Der Saugkreis stellt einen auf die Störfrequenz abgestimmten Reihenschwingungskreis dar und bildet für diese praktisch einen Kurzschluß. Er liegt zum Beispiel parallel zur Antennenspule, leitet die Störfrequenz an dieser vorbei und dient in der Regel als ZF-Saugkreis (Bild 460). Es werden auch NF-Saugkreise verwendet. Parallel zum NF-Eingang oder NF-Ausgang (Bild 461) werden sie meist auf eine Frequenz von 9 kHz abgestimmt (9-kHz-Sperre). Dieser Saugkreis verhindert das Auftreten eines 9-kHz-Störtones im Lautsprecher, der durch Überlagerung zweier frequenzbenachbarter Sender (Frequenzabstand 9 kHz) unter Umständen entstehen könnte. Besonders bei hochwertigen Empfängern mit Bandbreiteregelung ist eine 9-kHz-Sperre notwendig, da diese ein breites NF-Band verstärken.

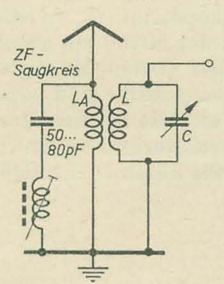


Bild 460: Saugkreis parallel zum Empfängereingang

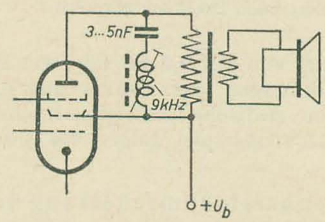


Bild 461: NF-Saugkreis im Anodenkreis der Endröhre (9-kHz-Sperre)

Frequenzbandsperren

Soll ein ganzes Frequenzband — zum Beispiel die Spiegelfrequenzen — vom Empfängereingang ferngehalten werden, so wird vor die Antennenspule zweckmäßig ein LC-Tiefpaß geschaltet (Bild 462). Alle Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz des Siebgliedes werden gesperrt [vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 5 (1953) S. 156]. Der Dämpfungswiderstand R sorgt für eine möglichst gleichmäßige Dämpfung im Sperrbereich.

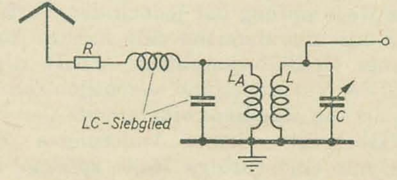


Bild 462: Spiegelfrequenzsperre im Antennenkreis (LC-Tiefpaß)

Als Spiegelfrequenzsperre kann auch ein stark gedämpfter, auf die mittlere Störfrequenz abgestimmter Saugkreis verwendet werden.

Oszillatorgleichlauf

Das Gleichlaufproblem und die Wahl der Oszillatorfrequenz

Für die richtige Wirkungsweise eines Überlagerungsempfängers ist der Gleichlauf (Parallellauf) von Eingangskreis und Oszillatorkreis besonders wichtig, da schlechter Gleichlauf geringe Trennschärfe und Empfindlichkeit bedeutet. Damit sich für alle Empfangsfrequenzen f_e die gleiche Zwischenfrequenz f_z ergibt, muß die Oszillatorfrequenz f_0 immer um den gleichen Frequenzbetrag höher sein als die Empfangsfrequenzen (Bild 463). Diese Forderung läßt sich bei der heute ausschließlich angewendeten Einknopfbedienung, das heißt durch gleichzeitiges Betätigen der Vorkreis- und Oszillatorabstimmung, nicht ohne weiteres erfüllen. Der Grund liegt darin, daß die Frequenzvariation des Vor- und Oszillatorkreises verschieden ist.

Grundsätzlich kann die Oszillatorfrequenz um den Betrag der Zwischenfrequenz oberhalb oder unterhalb der Empfangsfrequenz gewählt werden (obere bzw. untere Oszillatoreinstellung). Die untere Oszillatoreinstellung ($f_0 = f_e - f_z$) scheidet jedoch wegen der erforderlichen großen Kapazitätsvariation aus.

Betrachten wir zum Beispiel den Bereich zwischen 520 und 1605 kHz bei einer mittleren Zwischenfrequenz $f_z = 475$ kHz, so erhalten wir mit der unteren Oszillatoreinstellung folgende Oszillatorfrequenzen:

$$f_{0\,min} = f_{e\,min} - f_z = 520 - 475 = 45 \text{ kHz},$$
$$f_{0\,max} = f_{e\,max} - f_z = 1605 - 475 = 1130 \text{kHz}$$

und damit eine Frequenzvariation des Oszillatorkreises von

$$V_0 = \frac{f_{0\,max}}{f_{0\,min}} = \frac{1130}{45} = 25.$$

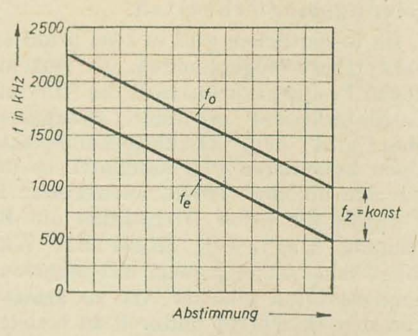


Bild 463: Notwendiger Gleichlauf (Parallellauf) von Empfangs- und Oszillatorfrequenz

Dieser Wert entspricht einer Kapazitätsvariation von 1 : 625, das heißt, die Endkapazität des Oszillatordrehkondensators müßte rund das 625fache der Anfangskapazität betragen. Drehkondensatoren so großer Kapazitätsvariation können nicht wirtschaftlich hergestellt werden.

Besser liegen die Verhältnisse bei der Wahl einer niedrigen Zwischenfrequenz von zum Beispiel 125 kHz:

$$f_{0\,min} = f_{e\,min} - f_z = 520 - 125 = 395 \text{ kHz}$$
$$f_{0\,max} = f_{e\,max} - f_z = 1605 - 125 = 1480 \text{ kHz}$$

Für die Frequenzvariation gilt nun:

$$V_0 = \frac{f_{0\,max}}{f_{0\,min}} = \frac{1480}{395} = 3{,}75.$$

Die zugehörige Kapazitätsvariation beträgt somit $(3{,}75)^2 = 14$. Auch dieses

[1]) Siehe auch RADIO UND FERNSEHEN Nr. 18 (1955) Seite 545.

Kapazitätsverhältnis ist aber für die üblichen Drehkondensatoren zu groß.

Wesentlich günstiger liegen die Verhältnisse bei der oberen Oszillatoreinstellung ($f_0 = f_e + f_z$):

$$f_{0\,min} = f_{e\,min} + f_z = 520 + 475 = 995\ \text{kHz}$$

$$f_{0\,max} = f_{e\,max} + f_z = 1605 + 475 = 2080\ \text{kHz}$$

Das ergibt eine Frequenzvariation von nur

$$V_0 = \frac{f_{0\,max}}{f_{0\,min}} = \frac{2080}{995} = 2{,}09$$

entsprechend einer Kapazitätsvariation

$$V_0^2 = \frac{C_{0\,max}}{C_{0\,min}} = 2{,}09^2 = 4{,}4.$$

Ähnlich liegen auch die Verhältnisse für eine niedrige Zwischenfrequenz. Die Mischung mit der oberen Oszillatoreinstellung ist daher vorzuziehen, zumal diese auch in bezug auf die Lage der Spiegelfrequenzen günstiger ist.

Die Frequenzvariation des Vorkreises bzw. der Vorkreise beträgt nun:

$$V_e = \frac{f_{e\,max}}{f_{e\,min}} = \frac{1605}{520} = 3{,}08.$$

Sie ist also größer als die Oszillatorfrequenzvariation ($V_e > V_0$).

Ähnliche Zusammenhänge erhält man auch bei L-Abstimmung, da eine L-Änderung in der gleichen Weise frequenzändernd wirkt wie eine C-Änderung.

Lösungsmöglichkeiten

Im wesentlichen gibt es zwei praktisch verwertbare Möglichkeiten, die verschiedenen Frequenzvariationen des Vor- und Oszillatorkreises einander anzupassen. Man gibt dem Oszillatorkondensator einen besonderen Plattenschnitt, so daß mit den üblichen Drehkondensatoren im Vorkreis für jeden Drehwinkel die Bedingung $f_0 = f_e + f_z$ erfüllt ist. Wirtschaftlicher ist es jedoch, mit Mehrfachkondensatoren gleicher Art zu arbeiten und den Gleichlauf dadurch zu erzielen, daß man die Oszillatorfrequenzvariation entsprechend verringert. Es handelt sich hierbei um eine Banddehnung der Oszillatorfrequenzen, die mit geeigneten Schwingkreisschaltungen verhältnismäßig einfach erzielt werden kann [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 21 (1955) S. 668].

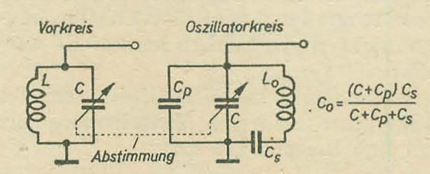


Bild 464: Allgemein übliche Schaltung des Eingangs- und Oszillatorkreises

Die Oszillatorkreiskapazität C_0 setzt sich aus einer Reihen- und Parallelschaltung der drei Kondensatoren C, C_p und C_s (Bild 464) zusammen. Die Kapazität C ist identisch mit der Kreiskapazität des Vorkreises und besteht im allgemeinen aus der Abstimmkapazität des Drehkondensators, der Schaltkapazität und einem Paralleltrimmer. Für die Wirkungsweise ist es gründsätzlich gleichgültig, ob der Kondensator C_p parallel zum Drehkondensator oder parallel zur Oszillatorspule L_0 liegt.

Die Abhängigkeit des Gleichlauffehlers von der Empfangsfrequenz zeigt Bild 465. Bei drei Frequenzen innerhalb des Empfangsbereiches läßt sich durch Abgleichen der Oszillatorinduktivität L_0 (Abgleichpunkt f_1 am unteren Frequenzbereichende), der Parallelkapazität C_p (Abgleichpunkt f_2 am oberen Frequenzuereihende) und der Serienkapazität C_s (Abgleichpunkt f_3 etwa in der Mitte) ein absoluter Gleichlauf erzielen (Dreipunktabgleich). Dazwischen treten positive und negative Gleichlauffehler auf, die bei richtiger Bemessung des Oszillatorkreises ein Minimum erreichen. Sie liegen in der Größenordnung von nur 0,5 bis 1%, was für die Anforderungen der Praxis ausreichend ist. Eine grafische Lösungsmethode sowie ein Rechenbeispiel folgen im nächsten Heft.

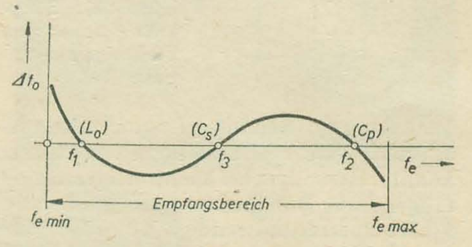


Bild 465: Der günstigste Verlauf des Gleichlauffehlers beim Dreipunktabgleich

Wellenbereichumschaltung des Oszillators

Ähnlich wie beim Eingangskreis gibt es auch für den Oszillatorkreis bei Bereichänderung verschiedene Umschaltmöglichkeiten. Die Umschaltung der Serienkondensatoren und der Rückkopplungsspulen sowie die Forderung einer möglichst konstanten Oszillatoramplitude für alle Bereiche bedingen eine Vielzahl von Schaltungsvariationen. Zwei einfache Lösungen zeigen die Bilder 466 und 467.

Der Schwingungskreis liegt meist in der Anodenzuleitung eines parallelgespeisten Oszillators [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 5 (1955) S. 155]. Der Widerstand R bedämpft zwar die Oszillatorkreise, da er zu diesen parallel liegt. Die Bedämpfung hat jedoch den Vorteil, daß für alle Bereiche eine nahezu konstante Oszillatoramplitude erzielt wird, weil der Vorwiderstand wesentlich kleiner ist als die Resonanzwiderstände der Oszillatorkreise, deren Änderungen daher nur eine geringe Rolle spielen. Im Kurzwellenbereich wird oft zum Herabsetzen der Rückkopplung bei höchsten Frequenzen auch die Rückkopplungsspule bedämpft (Bild 466) und damit das sogenannte Überschwingen des Oszillators vermieden. Aus diesem Grunde liegt auch vor dem Oszillatorgitter ein Dämpfungswiderstand von etwa 100 bis 300 Ω, welcher mit der Gitter-Katoden-Kapazität ein Siebglied bildet und die Selbsterregung hoher Frequenzen schwächt. Der Blockkondensator 1 nF hält nur die Anodengleichspannung von den Schwingungskreisen fern.

Die Bereichumschaltung der Rückkopplungsspulen erfolgt in beiden Schaltungen einfach durch Kurzschließen der Mittel- und Langwellenspulen bei Kurzwellenempfang mit einem Kontakt.

Die Schaltung mit getrennten Schwingungskreisen (Bild 466) benötigt vier Umschaltkontakte, während die Schaltung mit den Schwingungskreisen in Reihe und erdseitigen Serienkondensatoren (Bild 467) mit insgesamt drei Kontakten auskommt. Im Mittel- und Langwellenbereich sind hier die Schaltelemente der vorhergehenden Bereiche jeweils mit wirksam. Die Spuleninduktivitäten addieren sich, und die Kapazitätswerte werden entsprechend der Reihenschaltung verringert. So ergibt zum Beispiel die Reihenschaltung von 5 nF (Kurzwellenpadding) und 560 pF den Mittelwellenpadding von 505 pF und die Reihenschaltung der drei Kondensatoren den Langwellenpadding von 170 pF. Ein Nachteil dieser Schaltung besteht darin, daß sich ein schadhafter Schwingungskreis auch auf den anderen Wellenbereichen störend auswirkt.

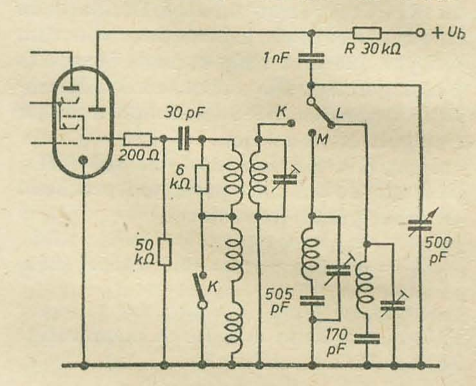


Bild 466: Wellenbereichumschaltung des Oszillators durch getrennte Schwingungskreise für die einzelnen Bereiche

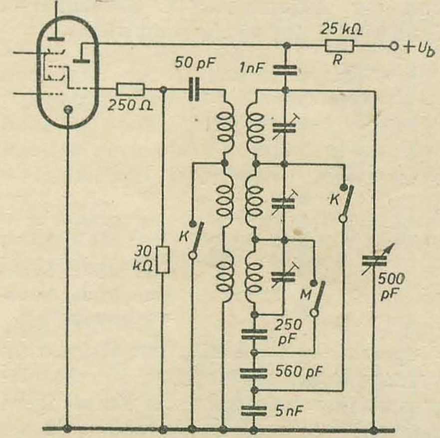


Bild 467: Wellenbereichumschaltung des Oszillators durch in Reihe geschaltete Schwingungskreise

Berechnung der Schaltelemente

Die Berechnung der günstigsten Werte von L_0, C_s und C_p ist etwas verwickelt, so daß hier lediglich eine grafische Lösung[1] angegeben werden soll, deren Genauigkeit für die praktischen Anforderungen ausreichend ist. Wird fortgesetzt

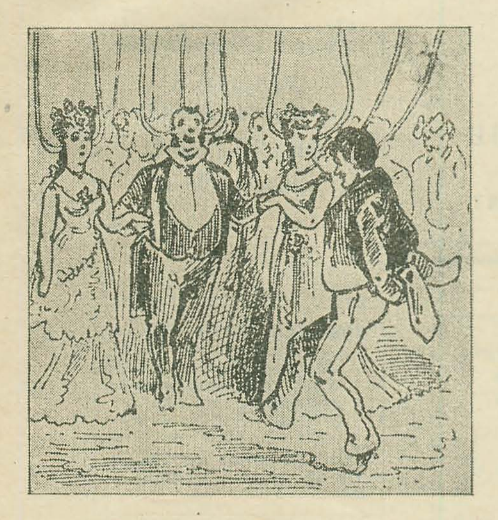
[1] Vergleiche Dipl.-Ing. G. Krüpl, Abgleichen und Gleichlauf von Überlagerungsempfängern, Sonderheft der Radio-Technik, Wien.

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1879

Als eine Vorahnung des Rundfunks zeichnet ein Franzose eine Karikatur, auf der Tänzerpaare nach dem Klang der durch ein Telefon übertragenen Musik tanzen.



Eine Vorahnung des Rundfunks im Jahre 1879

1879

Der englische Physiker Hughes erfindet den Kohärer (Fritter), ein Gerät, bei dem die Tatsache verwertet wird, daß sich Kohlekörner unter der Einwirkung von elektrischem Strom zusammenfritten und so den Strom durchfließen lassen. Werden die Kohlekörner geschüttelt, so hört der Stromdurchfluß solange auf, bis sie sich wieder geordnet haben. Diese Entdeckung hatten bereits die Italiener S. A. Varley und Professor Calcechi Onesti gemacht. Da man aber zu dieser Zeit noch nichts von elektrischen Wellen wußte, fand die Erfindung des Kohärers durch Hughes, der ja auch als Erfinder des Mikrofons anzusehen ist (siehe 9. 5. 1878), keine Beachtung und blieb daher zunächst unbekannt. Sie wurde erst durch Branly praktisch ausgewertet (siehe 1891).

1879

Graham Bell versucht auch in Europa, und zwar in London und Paris, Stadtfernsprechnetze einzurichten und damit viel Geld zu verdienen. Heinrich Stephan erkannte die Gefahr und erklärte auf eigene Faust durch die Presse das zukünftige deutsche Fernsprechwesen als ein Vorrecht des Staates und ersuchte die damalige bayrische und württembergische Telegrafenverwaltung um die gleiche Entschließung. Dies klappte so gut, daß die Vertreter der Bell Co. auch in München und Stuttgart unverrichteter Sache wieder abziehen mußten. Stephan verbot auch, private Fernsprechnetze zu errichten, worum zum Beispiel der Geheime Kommerzienrat Gerson von Bleichröder nachgesucht hatte. England, das sich neben Österreich, Frankreich und Italien auf solche Konzessionsgesuche eingelassen hatte, mußte die das Land ausbeutende fremde Telefongesellschaft, um sie wieder loszuwerden, schließlich mit einer Viertelmilliarde abfinden, obwohl es damals in England erst halb so viel Sprechstellen gab wie in Deutschland.

1879

Der englische Physiker David Edward Hughes überträgt mit dem von ihm erfundenen neuen Kohärer Signale bis auf 500 m Entfernung. Obwohl er das Wesen und die Ursache des dem Kohärer zugrunde liegenden Vorganges richtig erkannt hatte, blieben seine Versuche zunächst ohne jedes praktische Ergebnis.

Frühjahr 1879

Die 1853 gegründete Firma Wilhelm Gurlt in Berlin, die 1853 ihren ersten Lieferungsvertrag von Telegrafeneinrichtungen mit der preußischen Telegrafendirektion abgeschlossen hatte, wird auch zu Lieferungen für die Militärtelegrafie herangezogen und beteiligt sich insbesondere an der Ausarbeitung und Entwicklung von geeigneten Telegrafenapparaten für Truppen und Festungen.

25. 7. 1879

Der Rundfunktechniker und Fachschriftsteller Eugen Nesper wird in Meiningen geboren. Er nahm im Sommer 1897 an den klassischen ersten drahtlosen Versuchen Professor Slabys zwischen Potsdam-Pfaueninsel-Sakrower Heilandskirche teil, promovierte am 6. 3. 1904 an der Universität Rostock mit seiner Arbeit über „Strahlung von Spulen", in der die später so aktuell gewordenen Zentimeterwellen experimentell verwertet wurden und in der er zu dem Ergebnis kam, daß die Ausstrahlung von horizontal polarisierten Wellen derjenigen von vertikal polarisierten wesentlich überlegen ist (sein Sender diente nach gewissen Abänderungen später Frau Glagolewa-Arkadiewa für ihre Massenstrahlerversuche), war Dozent an der Technischen Hochschule Danzig, dann in der Industrie tätig, bekleidete leitende Stellungen bei Telefunken, Lorenz, Birgfeldt und anderen, wandte sich 1906 der drahtlosen Telefonie zu, dann der Radiotechnik, setzte sich Ende 1918 tatkräftig für die Verwirklichung des Rundfunks ein, konstruierte um 1925 einen Bildrundfunkempfänger, veröffentlichte mehr als 35 Fachbücher und mehrere Tausend Zeitschriftenartikel, hielt Hunderte von Vorträgen, davon die meisten über europäische Sender, redigierte Rundfunkzeitschriften, leitete die erste technische Funkzeitschrift „Der Radio-Amateur", arbeitete auf dem Gebiete der Hoch- und Niederfrequenztechnik und entwickelte zahlreiche neuartige Geräte.





Eugen Nesper

30. 9. 1879

Amos Emerson Dolbear aus Somerville in Massachusetts erhält das amerikanische Patent auf das erste statische Telefon, aus dem sich später der statische Lautsprecher entwickelte. Am 5. 4. 1881 erhielt er auch das deutsche Patent.

5. 11. 1879

Der Physiker James Clark Maxwell (geb. 1831) stirbt in Cambridge im 49. Lebensjahre.

26. 11. 1879

Der spätere Staatssekretär und Rundfunkkommissar Hans Bredow wird in Schlawe geboren.

Als die Elektrotechnik um die letzte Jahrhundertwende ihren Siegeslauf um die ganze Erde begann, montierte er im Auftrage der AEG besonders in den baltischen Ländern neue Licht- und Kraftanlagen. Anläßlich der Gründung der Telefunken-Gesellschaft am 27. 5. 1903 wandte er sich der drahtlosen Telegrafie zu, trat 1904 als Starkstromingenieur zur Funkentelegrafie über und war von 1904 bis 1908 Projektionsingenieur der Telefunken-Gesellschaft. Er förderte den Gedanken der die Länder und Meere überbrückenden drahtlosen Telegrafie, führte das von der Telefunken - Gesellschaft entwickelte „System der tönenden Löschfunken" schnell in die Schiffahrt ein und brach 1907 das Monopol der Marconi-Apparate in der deutschen Handelsmarine. 1908 übernahm er zusammen mit dem Grafen Arco die Leitung der Telefunken-Gesellschaft, wurde 1909 deren Direktor, verschaffte 1910 dem Telefunken - System im Schiffahrtsverkehr die Gleichberechtigung neben dem Marconi-System und förderte 1910 die Gründung der „Deutschen Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegrafie (Debeg)". 1912 führte er die Verständigung der Kabel- und der Funkentelegrafie durch, vereinbarte 1913 den transatlantischen Funkendienst zwischen Deutschland und Amerika, veranstaltete im Februar 1913 über die Telefunkenstation Sayville (Long Island) mit einem Maschinensender die ersten musikalischen Rundfunkübertragungen mit Graf Arcos drahtloser Telefonie und berichtete über diese befriedigt am 23. 2. 1913 in der Zeitung „The Sun". 1917 regte er den Umbau der Funkstation Nauen zur Weltfunkstation an (die am 5. 1. 1917 mit der Sendung des Zeitzeichens begann, das vom 1. 11. 1919 ab von der Hamburger Seewarte in Bergedorf über ein besonderes Kabel elektrisch ausgelöst wurde), führte im Sommer 1917 auf Anregung des Chefs der Feldtelegrafie mit A. Meißner und v. Lepel bei Rethel an der Westfront Reichweitenversuche mit Röhrensendern nach von Liebenscher Bauart durch, gründete am 26. 1. 1918 als Tochtergesellschaft von Telefunken die „Transradio-Aktiengesellschaft für drahtlosen Überseeverkehr" und trat 1919 in den Dienst der Deutschen Reichspost.



Hans Bredow

Ende Januar 1919 wurde Bredow Leiter der beim Reichspostministerium gebildeten Abteilung für Funkentelegrafie sowie der Reichsfunkbetriebsverwaltung, vereinigte das gesamte Reichsfunkwesen sowie die Heeres- und Marinefunkstellen in seiner Hand und hielt am 16. 11. 1919 im Auftrage der Deutschen Reichspost in der Berliner „Urania" einen Experimentalvortrag über „Funkentelegrafie und Presse", bei dem über einen vom Telegrafentechnischen Reichsamt zur Verfügung gestellten Röhrensender Musik, Städtenamen und Zahlen übertragen und im Vortragssaal durch Grubentelefone hörbar gemacht wurden, wobei er sich erstmalig über das Problem eines „Rundfunks für alle" äußerte. Anfang 1920 veranlaßte er täglich ½stündige Versuche mit drahtloser Übertragung der Sprache durch das telegrafische Reichsamt und die Hauptfunkstelle Königswusterhausen abwechselnd mit einem Maschinensender und einem 5-kW-Lichtbogensender. 1921 wurde er Staatssekretär für das Telegrafen-, Fernsprech- und Funkwesen. Am 23. 3. 1921 (Ostern) wurde ein größeres Instrumentalkonzert, am 8. 6. 1921 die Oper „Madame Butterfly" aus der Berliner Staatsoper über den Lichtbogensender von Königswusterhausen übertragen. Am 21. 11. 1921 verkündete er erstmalig die Einführung des Rundfunks in das deutsche Nachrichtenwesen. Dann wurde er Rundfunkkommissar und leitete die Entwicklung des deutschen Rundfunks. 1922 führte er den Wirtschaftsfunk ein, im Sommer 1922 schlug er dem Reichspostminister vor, einen allgemeinen Unterhaltungsrundfunk einzuführen, 1923 führte er in Deutschland den Blitzfunkverkehr und den Unterhaltungsrundfunk ein. Am 15. 10. 1923 verkündete er auf einer Pressekonferenz die Freigabe des Unterhaltungsrundfunks in Deutschland, ließ dann ein mit magnetischen Einzelmikrofonen aufgenommenes Rundfunkkonzert zum Beweis für die Leistungsfähigkeit des Rundfunks auf Welle 2700 übertragen und am 24. 10. 1923 durch das Wolffsche Telegrafenbüro verbreiten, daß der „neue Unterhaltungsrundfunkdienst" am 29. 10. 1923 mit der Verbreitung von Musikvorführungen usw. „auf drahtlos-telefonischem Wege" beginnen werde (was auch geschah). Am 14. 6. 1924 äußerte er sich in der Eröffnungsrede des Rundfunksenders Königsberg (Pr.) zuversichtlich über die Zukunft des Fernsehens und schlug Ende 1925 vor, mehrere Nebensender auf gleicher Welle nach dem Prinzip der „Gleichwellentelefonie" zu betreiben. 1928 verstand er unter dem Begriff „Rundfunk" die „Verbreitung von Darbietungen musikalischer, literarischer und bildlicher Art sowie von Vorträgen und Nachrichten mit Hilfe elektrischer Wellen von bestimmten Sendestellen aus an eine unbeschränkte Zahl von Teilnehmern". 1928 erhielt er für die Schaffung des deutschen Rundfunks als erster die große silberne Staatsmedaille Preußens. Am 30. 1. 1933 trat er von seinem Posten zurück.


FERNSEHGERÄTE
RUNDFUNKEMPFÄNGER
ELEKTROAKUSTISCHE
ANLAGEN
R·F·T
Fernsehgeräte · Sendegeräte aller Art · Großsuper
Mittelsuper · Kleinsuper · Koffersuper · Autosuper
Musikschränke mit Plattenspieler und Magnetbandgerät · Plattenspieler · Magnetbandgeräte
Tonarme · Mikrofone · Vorverstärker · Übertrager
Verstärkerzentralen · Lautsprecher · Tonsäulen
Komplette Tonstudioanlagen · Rundfunk-Empfängerröhren · Verstärkerröhren · Bauelemente
RFT